

U4-0109-TH(2)

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

JC971 U.S. PTO
09/903566
07/13/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日
Date of Application:

2000年 7月28日

出 願 番 号
Application Number:

特願2000-228704

出 願 人
Applicant(s):

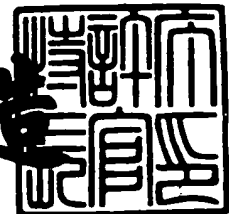
日本ビクター株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 5月31日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出 証 番 号 出 証 特 2001-3050148

【書類名】 特許願

【整理番号】 412000851

【提出日】 平成12年 7月28日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G11B 20/10
G11B 7/00

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビ
クター株式会社内

【氏名】 戸波 淳一郎

【特許出願人】

【識別番号】 000004329

【氏名又は名称】 日本ビクター株式会社

【代表者】 守随 武雄

【電話番号】 045-450-2423

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 003654

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 記録情報再生装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 記録媒体に記録されている再生すべき任意の一の記録トラックから読み取った第 1 の再生信号を復号する記録情報再生装置において、

前記第 1 の再生信号から、前記再生すべき任意の一の記録トラックに隣接する少なくとも 1 つの記録トラックから読み取った第 2 の再生信号を所定のフィルタリング特性を有するフィルタで処理した信号を減算して出力する第 1 の減算手段と、

前記第一の再生信号がゼロクロスか否かを検出して 0 ポイント情報を出力するゼロ検出手段と、

前記第一の再生信号がピークか否かを検出してピークポイント情報を出力するピーク検出手段と、

前記 0 ポイント情報と前記ピークポイント情報を入力し、いずれかを選択して、ポイント情報として出力する選択手段と、

前記ポイント情報がピークを示すタイミングにおける前記第 1 の減算手段からの出力信号と所定の値との差分値をエラー信号として出力する第 2 の減算手段と、

前記エラー信号に基づき、前記フィルタの前記フィルタリング特性を前記エラー信号が最小になるように可変制御する係数生成手段とを有することを特徴とする記録情報再生装置。

【請求項 2】 記録媒体に記録されている再生すべき任意の一の記録トラックから読み取った第 1 の再生信号をトランスバーサルフィルタを用いてパースャルレスポンス等化した後に復号する記録情報再生装置において、

前記トランスバーサルフィルタの出力信号から、前記再生すべき任意の一の記録トラックに隣接する少なくとも 1 つの記録トラックから読み取った第 2 の再生信号を所定のフィルタリング特性を有するフィルタで処理した信号を減算して波形等化後の再生信号を出力する第 1 の減算手段と、

前記トランスバーサルフィルタの入力信号もしくは出力信号がゼロクロスか否

かを検出して 0 ポイント情報を出力するゼロ検出手段と、

前記トランスバーサルフィルタの入力信号もしくは出力信号がピークか否かを検出してピークポイント情報を出力するピーク検出手段と、

前記 0 ポイント情報と前記ピークポイント情報とを入力し、いずれかを選択してポイント情報として出力する選択手段と、

前記ポイント情報と前記波形等化後の再生信号とを受け、前記パーシャルレスポンス等化の種類と前記再生信号のランレングス制限符号の種類により定まる状態遷移とに基づいて波形等化信号の仮判別値を決定する仮判別手段と、

前記仮判別値と前記第 1 の減算手段からの出力信号との差分値をエラー信号として出力する第 2 の減算手段と、

前記エラー信号に基づき、前記トランスバーサルフィルタのタップ係数及び前記フィルタの前記フィルタリング特性を前記エラー信号が最小になるように可変制御する係数生成手段とを有することを特徴とする記録情報再生装置。

【請求項 3】 記録媒体上の記録トラック群のうち、再生すべき任意の一の記録トラックから読み取った第 1 の再生信号と、前記再生すべき任意の一の記録トラックに隣接する少なくとも 1 つの記録トラックから読み取った第 2 の再生信号とを得る読取手段と、

前記第 1 の再生信号および第 2 の再生信号をそれぞれ別々にデジタル信号に変換して第 1 デジタル再生信号および第 2 のデジタル再生信号を出力する A/D 変換手段と、

前記第 1 のデジタル再生信号に対して所望のビットレートでサンプリングしたデジタルデータをリサンプリング演算して生成すると共に、ビットクロックを生成し、更に前記第 1 のデジタル再生信号のゼロクロスリサンプリング点を検出して 0 ポイント情報を出力する第 1 のリサンプリング演算位相同期ループ回路と、

前記第 1 のデジタル再生信号に対して所望のビットレートでサンプリングしたデジタルデータをリサンプリング演算して生成すると共に、ビットクロックを生成し、更に前記第 1 のデジタル再生信号のピークリサンプリング点を検出してピークポイント情報を出力する第 2 のリサンプリング演算位相同期ループ回

路と、

前記 0 ポイント情報と前記ピークポイント情報とを入力し、いずれかを選択してポイント情報として出力する選択手段と、

前記リサンプリング演算位相同期ループ回路の出力デジタルデータを、第 1 のフィルタ係数に基づいて波形等化する第 1 のトランスバーサルフィルタと、

前記ポイント情報を、各ビットサンプリングタイミングにおいて所定時間遅延させる遅延回路と、

前記パルシャルレスポンス等化の種類を示す P R モード信号と前記再生信号のランレングス制限符号の種類を示す R L L モード信号と前記遅延回路からの複数の前記ポイント情報と波形等化後の再生信号とを入力として受け、前記 P R モード信号と R L L モード信号とで定まる状態遷移と前記複数のポイント情報のパターンとに基づき、波形等化信号の仮判別値を算出し、その仮判別値と前記波形等化後再生信号との差分値をエラー信号として出力する仮判別手段と、

前記仮判別手段の出力エラー信号に基づき、前記第 1 のフィルタ係数を前記エラー信号が最小になるように可変制御する第 1 の係数生成手段と、

前記 A/D 変換手段からの前記第 2 のデジタル再生信号に対して前記リサンプリング演算位相同期ループ回路の出力ビットクロックに基づいてリサンプリング演算して、サンプリング信号を出力するリサンプリング手段と、

前記サンプリング信号を、第 2 のフィルタ係数に基づいて別々にフィルタリングして、前記再生すべき任意の一の記録トラックの少なくとも 1 方に隣接する記録トラックの読取信号に対応した擬似クロストーク信号を出力する第 2 のトランスバーサルフィルタと、

前記仮判別手段の出力エラー信号に基づき、前記第 2 のフィルタ係数を可変制御する第 2 の係数生成手段と、

前記第 1 のトランスバーサルフィルタの出力信号から前記擬似クロストーク信号を減算して前記波形等化後の再生信号を出力する減算回路とを有することを特徴とする記録情報再生装置。

【請求項 4】 前記仮判別回路は、前記 P R モード信号及び R L L モード信号の少なくとも一方を固定値として前記波形等化信号の仮判別値を算出し、その

仮判別値と前記波形等化後再生信号との差分値をエラー信号として出力することを特徴とする請求項3記載の再生装置。

【請求項5】 前記減算回路の出力波形等化後の再生信号が入力され、その波形等化後再生信号のゼロクロスポイントを検出し、0ポイント情報として出力するゼロ検出器と、ピークポイントを検出し、ピークポイント情報として出力するピーク検出器と、

前記0ポイント情報と前記ピークポイント情報を入力し、いずれかを選択して、ポイント情報として出力する選択手段と、

前記遅延回路は請求項3で述べたポイント情報に代えて、前記選択手段から出力されたポイント情報を遅延することを特徴とする請求項3または請求項4いずれか一項に記載の記録情報再生装置。

【請求項6】 前記減算回路の出力波形等化後再生信号が入力され、その波形等化後再生信号に基づいて前記ビットクロックの自然数倍の周波数のシステムクロックを生成する位相同期ループ回路を設け、前記リサンプリング演算位相同期ループ回路及び前記リサンプリング手段を削除して前記A/D変換手段からの前記第1のデジタル再生信号および前記第2のデジタル再生信号を前記第1のトランスバーサルフィルタおよび前記第2のトランスバーサルフィルタに別々に供給すると共に、前記遅延回路は前記位相同期ループ回路内の位相比較器から出力されるゼロクロスポイントを示すゼロポイント情報もしくはピークポイントを示すピークポイント情報を遅延することを特徴とする請求項3または請求項4いずれか一項に記載の記録情報再生装置。

【請求項7】 前記読取手段からの前記第1の再生信号に基づいて前記ビットクロックの自然数倍の周波数のシステムクロックを生成する位相同期ループ回路と、

前記A/D変換手段から取り出された前記第1のデジタル再生信号のゼロクロスポイントを検出し、0ポイント情報を出力するゼロ検出器と、

前記第1のデジタル再生信号のピークポイントを検出し、ピークポイント情報を検出するピーク検出器と、

前記0ポイント情報と前記ピークポイント情報を入力し、いずれかを選択して

、ポイント情報として出力する選択手段とを設け、前記リサンプリング演算位同期ループ回路及び前記リサンプリング手段を削除して前記A/D変換手段からの前記第1のデジタル再生信号および前記第2のデジタル再生信号を前記第1のトランスバーサルフィルタおよび前記第2のトランスバーサルフィルタに別々に供給すると共に、前記遅延回路は前記ポイント選択手段からのポイント情報を遅延することを特徴とする請求項3または請求項4いずれか一項に記載の記録情報再生装置。

【請求項8】 $PR(a, b, b, a)$ で示される特性への等化と、 $PR(a, b, -b, -a)$ で示される特性への等化とを両立することを特徴とする請求項2乃至請求項7のうちいずれか一項に記載の再生装置。

【請求項9】 前記再生信号は、光ディスク媒体からTTP法により再生した信号であることを特徴とする請求項1乃至請求項8のうちいずれか一項に記載の再生装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は記録情報再生装置に係り、特に光ディスクの記録情報信号を再生する記録情報再生装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来より、高密度記録された光ディスクの隣接する3つのトラックから別々のビームにより再生した信号に基づいて、クロストーク除去を行うと共に中央のトラックからS/N比の良好な再生信号を得るようにした、3ビーム法による記録情報再生装置が種々提案されているが、クロストーク除去のためのプリアンブル信号を予め記録しておくことなく、再生信号のクロストーク除去を行うようにして記録容量を向上した3ビーム法による記録情報再生装置が知られている（特開平9-320200号公報）。

【0003】

この従来の記録情報再生装置では、光ディスクの任意の一のトラックから一の

ビームにより再生した第1の読取信号と、その一のトラックの両側に隣接する2本のトラックから別々のビームにより再生した2つの第2の読取信号とを、それぞれサンプリングして第1及び第2のサンプル値系列に変換し、そのうち第2のサンプル値系列から可変係数フィルタによりクロストーク成分を求め、上記の第1のサンプル値系列からこのクロストーク成分を減算器で減算し、更にゼロクロスサンプル抽出手段により、この減算器の出力サンプル値系列中からゼロクロスサンプル値を抽出して、このゼロクロスサンプル値が0に収束するようにフィルタ係数演算手段により上記の可変係数フィルタのフィルタ係数を更新すると共に、判定手段により減算器の出力サンプル値系列から再生信号の判定を行う構成である。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

しかるに、上記の従来の記録情報再生装置では、可変係数フィルタのフィルタ係数の更新は、LMS適応アルゴリズムを使用して誤差信号が0になるようにしているが、上記の誤差信号は減算器の出力サンプル値系列中から抽出したゼロクロスサンプル値のみであり、収束が遅く、誤判別が多いという問題がある。また、パーシャルレスポンス等化を行っていないので、ビタビ復号ができず、益々高密度記録される傾向のある光ディスクから読み取ったS/Nの低い再生信号のデータ復元を誤る可能性が高いという問題もある。

【0005】

また、再生信号が光ディスクからTPP（タンジェンシャルプッシュプル法）でよみだされた信号や、ハードディスク及び磁気テープのように微分系の特性を有する場合、図2に示すように、信号が0付近で連続した値をとるので、ゼロクロス検出ではデータ変化点を検出することが出来ない。つまり、クロストーク成分の抽出が不可能であり、クロストーク除去は実現しなかった。

【0006】

つまり、同一システムで、積分系と微分系の特性を有する信号の両方に対応する場合には、2種類のクロストーク除去システムを用意しなければならず、回路規模・コストの点で問題となっていた。

【 0 0 0 7 】

本発明は以上の点に鑑みなされたもので、積分系の信号に対するクロストーク除去と、微分系の信号に対するクロストーク除去を両立し得る記録情報再生装置を提供することを目的とする。

【 0 0 0 8 】

また、本発明の他の目的は、収束が速くしかも確実に記録媒体の記録情報を再生し得る記録情報再生装置を提供することを目的とする。

【 0 0 0 9 】

また、本発明の他の目的は、高密度記録された記録媒体の記録情報をクロストーク除去を含む2次元のパーシャルレスポンス等化を用いて正確に再生し得る記録情報再生装置を提供することにある。

【 0 0 1 0 】

更に、本発明の他の目的は、積分系の特徴を有する信号を、 $PR(a, b, b, a)$ に等化するために有効な手段と、微分系の特徴を有する信号を、 $PR(a, b, -b, -a)$ に等化するために有効な手段を両立した再生装置を提供することにある。

【 0 0 1 1 】

【課題を解決するための手段】

本発明は上述の問題点を解決するために、記録媒体に記録されている再生すべき任意の一の記録トラックから読み取った第1の再生信号を復号する記録情報再生装置において、前記第1の再生信号から、前記再生すべき任意の一の記録トラックに隣接する少なくとも1つの記録トラックから読み取った第2の再生信号を所定のフィルタリング特性を有するフィルタで処理した信号を減算して出力する第1の減算手段と、前記第一の再生信号がゼロクロスか否かを検出して0ポイント情報を出力するゼロ検出手段と、前記第一の再生信号がピークか否かを検出してピークポイント情報を出力するピーク検出手段と、前記0ポイント情報と前記ピークポイント情報を入力し、いずれかを選択して、ポイント情報として出力する選択手段と、前記ポイント情報がピークを示すタイミングにおける前記第1の減算手段からの出力信号と所定の値との差分値をエラー信号として出力する第2

の減算手段と、前記エラー信号に基づき、前記フィルタの前記フィルタリング特性を前記エラー信号が最小になるように可変制御する係数生成手段とを有することを特徴とする記録情報再生装置を提供する。

また、本発明は上述の問題点を解決するために、記録媒体に記録されている再生すべき任意の一の記録トラックから読み取った第1の再生信号をトランスバーサルフィルタを用いてパーシャルレスポンス等化した後に復号する記録情報再生装置において、前記トランスバーサルフィルタの出力信号から、前記再生すべき任意の一の記録トラックに隣接する少なくとも1つの記録トラックから読み取った第2の再生信号を所定のフィルタリング特性を有するフィルタで処理した信号を減算して波形等化後の再生信号を出力する第1の減算手段と、前記トランスバーサルフィルタの入力信号もしくは出力信号がゼロクロスか否かを検出して0ポイント情報を出力するゼロ検出手段と、前記トランスバーサルフィルタの入力信号もしくは出力信号がピークか否かを検出してピークポイント情報を出力するピーク検出手段と、前記0ポイント情報と前記ピークポイント情報とを入力し、いずれかを選択してポイント情報として出力する選択手段と、前記ポイント情報と前記波形等化後の再生信号とを受け、前記パーシャルレスポンス等化の種類と前記再生信号のランレングス制限符号の種類により定まる状態遷移とに基づいて波形等化信号の仮判別値を決定する仮判別手段と、前記仮判別値と前記第1の減算手段からの出力信号との差分値をエラー信号として出力する第2の減算手段と、前記エラー信号に基づき、前記トランスバーサルフィルタのタップ係数及び前記フィルタの前記フィルタリング特性を前記エラー信号が最小になるように可変制御する係数生成手段とを有することを特徴とする記録情報再生装置を提供する。

さらに、本発明は上述の問題点を解決するために、記録媒体上の記録トラック群のうち、再生すべき任意の一の記録トラックから読み取った第1の再生信号と、前記再生すべき任意の一の記録トラックに隣接する少なくとも1つの記録トラックから読み取った第2の再生信号とを得る読取手段と、前記第1の再生信号および第2の再生信号をそれぞれ別々にデジタル信号に変換して第1デジタル再生信号および第2のデジタル再生信号を出力するA/D変換手段と、前記第1のデジタル再生信号に対して所望のビットレートでサンプリングしたディジ

タルデータをリサンプリング演算して生成すると共に、ビットクロックを生成し、更に前記第1のデジタル再生信号のゼロクロスリサンプリング点を検出して0ポイント情報を出力する第1のリサンプリング演算位相同期ループ回路と、前記第1のデジタル再生信号に対して所望のビットレートでサンプリングしたデジタルデータをリサンプリング演算して生成すると共に、ビットクロックを生成し、更に前記第1のデジタル再生信号のピークリサンプリング点を検出してピークポイント情報を出力する第2のリサンプリング演算位相同期ループ回路と、前記0ポイント情報と前記ピークポイント情報とを入力し、いずれかを選択してポイント情報として出力する選択手段と、前記リサンプリング演算位相同期ループ回路の出力デジタルデータを、第1のフィルタ係数に基づいて波形等化する第1のトランスバーサルフィルタと、前記ポイント情報を、各ビットサンプリングタイミングにおいて所定時間遅延させる遅延回路と、前記パルシャルレスポンス等化の種類を示すPRモード信号と前記再生信号のランレングス制限符号の種類を示すRLモード信号と前記遅延回路からの複数の前記ポイント情報と波形等化後の再生信号とを入力として受け、前記PRモード信号とRLモード信号とで定まる状態遷移と前記複数のポイント情報のパターンとに基づき、波形等化信号の仮判別値を算出し、その仮判別値と前記波形等化後再生信号との差分値をエラー信号として出力する仮判別手段と、前記仮判別手段の出力エラー信号に基づき、前記第1のフィルタ係数を前記エラー信号が最小になるように可変制御する第1の係数生成手段と、前記A/D変換手段からの前記第2のデジタル再生信号に対して前記リサンプリング演算位相同期ループ回路の出力ビットクロックに基づいてリサンプリング演算して、サンプリング信号を出力するリサンプリング手段と、前記サンプリング信号を、第2のフィルタ係数に基づいて別々にフィルタリングして、前記再生すべき任意の一の記録トラックの少なくとも1方に隣接する記録トラックの読取信号に対応した擬似クロストーク信号を出力する第2のトランスバーサルフィルタと、前記仮判別手段の出力エラー信号に基づき、前記第2のフィルタ係数を可変制御する第2の係数生成手段と、前記第1のトランスバーサルフィルタの出力信号から前記擬似クロストーク信号を減算して前記波形等化後の再生信号を出力する減算回路とを有することを特徴とする記録情報

再生装置を提供する。

【0012】

【発明の実施の形態】

次に、本発明の実施の形態について図面と共に説明する。図1は本発明になる記録情報再生装置の第1の実施の形態のブロック図を示す。この実施の形態では、記録媒体の一例としての光ディスクの隣接する3本の記録トラックに対し、3つのビームスポットを別々に形成する公知の3ビーム法を用いる。すなわち、図3に示すように、1回転当たり1本のトラックが形成されている光ディスクの任意のトラック T_i から記録情報信号を再生するときは、再生専用の光ビームスポット B_0 をトラック T_i に形成し、トラック T_i の両側に隣接するトラック T_{i-1} と T_{i+1} のうち内周側トラック T_{i-1} にはビームスポット B_1 を形成し、外周側トラック T_{i+1} にはビームスポット B_2 を形成する。

【0013】

これら3つのビームスポット B_0 、 B_1 、 B_2 は、中央のビームスポット B_0 を中心として、光ディスクの回転方向上、ビームスポット B_1 が後方位置（又は前方位置）に、ビームスポット B_2 が前方位置（又は後方位置）に配置された状態を保ってトラッキングされることは周知の通りである。これら3つのビームスポット B_0 、 B_1 、 B_2 による反射光は、公知の光学系を別々に通して読取信号に変換される。

【0014】

上記の読取信号のうち、中央の再生すべきトラック T_i の読取信号は、図1のA/D変換器11に供給され、内周側の隣接トラック T_{i-1} の読取信号は、図1のA/D変換器12に供給され、外周側の隣接トラック T_{i+1} の読取信号は、図1のA/D変換器13に供給される。A/D変換器11、12、13は入力された読取信号を、マスタークロックでサンプリングしてデジタル信号に変換して、次段のAGC・ATC回路14、15、16に供給し、ここで振幅が一定に制御される自動振幅制御（AGC）及び2値コンパレートの閾値を適切に直流（DC）制御する自動閾値制御（ATC）させる。

【0015】

AGC・ATC回路14の出力信号は、リサンプリングDPLL17に供給される。リサンプリングDPLL17は、自分自身のブロックの中でループが完結しているデジタルPLL（位相同期ループ）回路で、入力信号に対し所望のビットレートでサンプリングしたデジタルデータをリサンプリング（間引き補間）演算して生成し、遅延調整器20を通してトランスバースフィルタ21に供給する。また、リサンプリング・DPLL17は、入力された特性モード信号に応じて、積分系もしくは微分系の信号に応じた位相引き込み動作を行っている。積分系の信号に対しては、リサンプリングデータのゼロクロスを検出しており、それにより得られるポイント情報を遅延調整器22を通して後述のタップ遅延回路32に供給する。また、微分系の信号に対しては、リサンプリングデータのピークを検出しており、それにより得られるポイント情報を遅延調整器22を通して後述のタップ遅延回路32に供給する。

【0016】

更に、リサンプリングDPLL17は、ビットサンプリングのためのビットクロックBCLKを生成すると共に、リサンプリング演算するための内分する割合を示すパラメータT_ratioを生成し、それらをリサンプリング回路18及び19にそれぞれ供給し、ここでAGC・ATC回路15及び16よりのデジタル信号をパラメータT_ratioが示す割合でビットクロックBCLKでリサンプリング演算を行う。ビットクロックBCLKは、歯抜けクロック（Punctured Clock）である。

【0017】

前記リサンプリング・DPLL17にはこの実施の形態の要部となる特性モード信号が入力されており、入力信号の特性（積分系・微分系）に応じて、位相をロックさせる対象を、入力信号が積分系のときはゼロクロス、微分系のときはピークに切り替えており、さらに、それに応じたポイント情報（積分系のときは0ポイント情報、微分系のときはピークポイント情報）を出力する。

【0018】

仮判別回路33には、同じく、前記特性モード信号が入力されており、入力信号の特性（積分系・微分系）に応じて、仮判別アルゴリズムを切り替えている。

なお、前記ポイント情報はビットサンプリングのデータにおけるゼロクロスポイント、もしくは、ビットサンプリングのデータにおける正又は負のピークをビットクロック単位で示している。

【 0 0 1 9 】

リサンプリング回路 1 8 及び 1 9 よりそれぞれ取り出された信号は、遅延調整器 2 3、2 4 を通してトランスバーサルフィルタ 2 5、2 6 に供給される。前記トランスバーサルフィルタ 2 1 及び上記のトランスバーサルフィルタ 2 5、2 6 は、それぞれ乗算器・低域フィルタ (L P F) 2 7、2 8、2 9 よりフィルタ係数 (タップ係数) が入力されてそれに応じた特性のフィルタリング処理を入力信号に対して行う。

【 0 0 2 0 】

トランスバーサルフィルタ 2 1 は、乗算器・L P F 2 7 よりのタップ係数 (フィルタ係数) に基づいて波形等化処理を行い、再生すべき所望のトラックからの読取信号の前後の信号との符号間干渉の影響を低減する。このトランスバーサルフィルタ 2 1 の出力波形等化後読取信号は、後述の減算器 3 0 及び 3 1 を通して前記仮判別回路 3 3 に供給され、ここでタップ遅延回路 3 2 よりの遅延信号と、パシヤルレスポンス (P R) の種類を示す P R モード信号と、光ディスクに記録されている信号のランレングス制限符号長 (最小反転間隔や最大反転間隔) を示す R L L モード信号とが入力され、これらに基づいて仮判別結果を出力する。

【 0 0 2 1 】

この仮判別結果と仮判別回路 3 3 の入力信号 (減算器 3 1 の出力信号) とが減算器 3 4 において減算され、その差分値がエラー信号としてインバータ 3 5 で極性を反転された後、乗算器・L P F 2 7 に供給され、ここでトランスバーサルフィルタ 2 1 のタップ出力と乗算されて相関が検出され、L P F で積分される。乗算器・L P F 2 7 の出力積分値は、上記のエラー信号の値を 0 にする、トランスバーサルフィルタ 2 1 のフィルタ係数 (タップ係数) としてトランスバーサルフィルタ 2 1 に入力される。

【 0 0 2 2 】

上記のトランスバーサルフィルタ 2 1、乗算器・L P F 2 7、仮判別回路 3 3

、タップ遅延回路 3 2、減算器 3 4、インバータ 3 5 よりなるフィードバックループは、よく知られる LMS アルゴリズムを基本としているが、仮判別回路 3 3 は、本発明者が提案した回路であり、パーシャルレスポンス等化を前提とした仮判別（収束目標設定）を行う。

【0023】

ここで、積分系のパーシャルレスポンス（PR）特性について説明するに、例えば PR（a, b, b, a）の特性を図 4（A）に示す孤立波に付与して等化すると、その等化波形はよく知られているように図 4（B）に示すようになる。更に、連続波では、この等化波形は、0, a, a + b, 2 a, 2 b, a + 2 b, 2 a + 2 b の 7 値をとる。この 7 値をビタビ復号器に入力すると、元のデータ（入力値）と PR 等化後の再生信号（出力値）は、過去の信号の拘束を受け、これと（1, 7）RL L によって入力信号の“1”は 2 回以上続かないことを利用すると、図 4（C）に示すような状態遷移図で表わすことができることが知られている。

【0024】

図 4（C）において、S 0 ～ S 5 は直前の出力値により定まる状態を示す。この状態遷移図から例えば状態 S 2 にあるときは、入力値が a + 2 b のとき出力値が 1 となって状態 S 3 へ遷移し、入力値が 2 b のとき出力値が 1 となって状態 S 4 へ遷移するが、それ以外の入力値は入力されないことが分かり、また、もし入力されればそれはエラーであることが分かる。

【0025】

図 4（D）は、入力信号のランレングス制限が（2, X）の場合の状態遷移図を示しており、S 5 から S 1、及び S 2 から S 4 の遷移が無くなっていることが分かる。

【0026】

次に、微分系のパーシャルレスポンス（PR）特性について説明するに、例えば PR（a, b, -b, -a）の特性を図 5（A）に示す孤立波に付与して等化すると、その等化波形はよく知られているように図 5（B）に示すようになる。更に、連続波では、この等化波形は、-（a + b）, -a, 0, a, a + b の 5 値

をとる。この5値をビタビ復号器に入力すると、元のデータ（入力値）とPR等化後の再生信号（出力値）は、過去の信号の拘束を受け、これと（1，X）RL Lによって入力信号の”1”は2回以上続かないことを利用すると、図5（C）に示すような状態遷移図で表わすことができることが知られている。

【0027】

図5（C）において、S0～S5は直前の出力値により定まる状態を示す。この状態遷移図から例えば状態S2にあるときは、入力値が $a+2b$ のとき出力値が1となって状態S3へ遷移し、入力値が $2b$ のとき出力値が1となって状態S4へ遷移するが、それ以外の入力値は入力されないことが分かり、また、もし入力されればそれはエラーであることが分かる。

【0028】

図5（D）は、信号のランレングス制限が（2，X）である場合の状態遷移図を示しており、S5からS1、及びS2からS4の遷移が無くなっていることが分かる。

【0029】

図6は上記の積分系のPR（a，b，b，a）の特性とランレングス制限規則RL Lモードと仮判別器51の出力する仮判定値との関係を示す図である。同図において、一番上の行のPRモードは、端子43を介して仮判別回路24に入力される信号の値を示しており、一番左の列のRL Lモードは、端子44を介して仮判別回路24の仮判別器51に入力される信号を示しており、ここではRL L（1，X）とRL L（2，X）を示している。

【0030】

PRモードの値はパーシャルレスポンス特性がPR（1，1）、PR（1，1，1，1）、PR（1，2，2，1）、PR（1，3，3，1）、PR（2，3，3，2）及びPR（3，4，4，3）のいずれであるかを示す。また、RL L（1，X）は最小反転間隔が”2”で、最大反転間隔が変調方式によって異なる所定の値Xのランレングス制限規則を示し、RL L（2，X）は最小反転間隔が”3”で、最大反転間隔が変調方式によって異なる所定の値Xのランレングス制限規則を示している。

【0031】

RLL (1, X) の場合は、図4と共に説明したように、等化波形は、PR (a, b, b, a) では0, a, a + b, 2a, 2b, a + 2b, 2a + 2bの7値をとり、これらに対応した各パーシャルレスポンス特性における仮判定値が図5に示されている。仮判定値のうち、矢印の右側の値が上記の7値の中央値である「a + b」が"0"になるようにオフセットしたときの値を示す。RLL (2, X) はRLL (1, X) と同様の仮判定値を示すが、RLL (1, X) の2a、2bで示す2行の値は存在しない。これは、図4 (C) の状態遷移図のS5→S1、S2→S4の遷移が存在しないからである（値2a、2bをとらないからである）。

【0032】

また、図6において、PR (1, 1) はPR (a, b, b, a) のa = 0、b = 1の場合である。更に、図6において、ゲインGはオフセット後の絶対値の最大値 (a + b) * を正規化するための乗算係数であり、A / (a + b) * で表される（ただし、Aは任意のレベル）。

【0033】

図7は上記の微分系のPR (a, b, -b, -a) の特性と仮判別器51の出力する仮判定値との関係を示す図である。同図において、一番上の行のPRモードは、端子43を介して仮判別回路24に入力される信号の値を示しており、一番左の列のRLLモードは、端子44を介して仮判別回路24の仮判別器51に入力される信号を示している。

【0034】

PRモードの値はパーシャルレスポンス特性がPR (1, -1)、PR (1, 1, -1, -1)、PR (1, 2, -2, -1)、PR (1, 3, -3, -1)、PR (2, 3, -3, -2) 及びPR (3, 4, -4, -3) のいずれであるかを示す。特にPR (1, -1) は良く知られているPR4 (Partial Response Class IV) であり、PR (1, 1, -1, -1) は良く知られているEPR4 (Extended Partial Response Class IV) である。

【0035】

また、図7において、 $PR(1, -1)$ は $PR(a, b, -b, -a)$ の $a=0$ 、 $b=1$ の場合である。更に、図5において、ゲイン G は絶対値の最大値($a+b$)を正規化するための乗算係数であり、 $A/(a+b)$ で表される(ただし、 A は任意のレベル)。

【0036】

減算器31からの波形等化再生信号は、現在時刻における信号 $D3$ として取り扱われる。一方、リサンプリング・DPLL17からのピークポイント情報が遅延調整22を介してタップ遅延回路32に供給され、そのタップ遅延出力が仮判別回路33に入力される。仮判別回路33は後述のアルゴリズムに従って、パースシャルレスポンス等化を前提とした仮判別(収束目標設定)を行う。

【0037】

次に、積分系のモードにおける仮判別器33の動作について、図8のフローチャート等と共に更に詳細に説明する。ここで、上記の0ポイント情報の値 Z が"1"であるときはゼロクロスポイントを示しており、これは、図4(C)に示した $PR(a, b, b, a)$ の状態遷移図では「 $a+b$ 」という値で表わされており、状態 $S1 \rightarrow S2$ 又は状態 $S4 \rightarrow S5$ へ遷移する過程において発生する。

【0038】

この場合、図4(C)中、右半分の状態 $S2$ 、 $S3$ 及び $S4$ は正の値の経路($a+b=0$ に正規化した場合、図5と共に説明したように、 $a+2b$ 、 $2a+2b$ 、 $2b$ のいずれか)を辿り、左半分の状態 $S5$ 、 $S0$ 及び $S1$ は負の値の経路($a+b=0$ に正規化した場合、図5と共に説明したように、 0 、 a 、 $2a$ のいずれか)を辿るため、ゼロクロスポイントの前又は後の値を参照することにより、正の経路なのか、負の経路なのかが判別できる。

【0039】

しかも、あるゼロクロスポイントから次のゼロクロスポイントまでの間隔が分かれば、つまり状態 $S2$ から状態 $S5$ に至るまで、又は状態 $S5$ から状態 $S2$ に至るまでの遷移数がわかれば、経路が確定し、取り得るべき値が各々のサンプル点に対して明確になる。

【0040】

また、上記の状態遷移図で「 $a + b$ 」以外の値、すなわちゼロクロスポイントでないときは、上記の0ポイント情報の値 Z は"0"である。この状態遷移図から、ゼロクロスポイント ($Z = 1$) は2つ連続して取り出されることはなく、また、 $RLL(1, X)$ の場合は、隣接する $Z = 1$ の間には最低1つの"0"が存在する (0ポイント情報の値 Z が $1 \rightarrow 0 \rightarrow 1$ と変化したとき、すなわち、状態 $S2 \rightarrow S4 \rightarrow S5$ 、あるいは状態 $S5 \rightarrow S1 \rightarrow S2$ と遷移したとき)。なお、 $RLL(2, X)$ の場合は、隣接する $Z = 1$ の間には最低2つの"0"が存在する。2a及び2bの値は存在しないからである。

【0041】

実際の信号では、ノイズ等の影響により、ゼロクロスポイント自体の検出を誤ることも十分に予想されるが、フィードバック制御の場合、正しい判定のできる確率が誤る確率を上回っていれば、正しい方向に収束していくはずであり、また、十分な積分処理のため、単発のノイズは実用上問題ないと考えられる。

【0042】

以上の点に着目し、仮判別器33は、ビットクロックの周期毎に入力されるポイント情報の値 Z を識別し、連続する5クロック周期の5つの値がオール"0"であるかどうか (図8のステップ61)、上記の5つの値のうちの最後の値のみが"1"かどうか (図8のステップ62)、上記の5つの値のうちの最初の値のみが"1"かどうか (図8のステップ63)、上記の5つの値のうちの最初と最後の値が"1"で残りの3つの値は"0"かどうかを判別する (図6のステップ64)。

【0043】

これらのパターンは、着目するポイント情報の値 Z の中央の値を"0"としたとき、前後両側の0ポイント情報の値 Z がいずれも"0"である場合であり、このときは信号波形が正側、又は負側に張り付いている場合であるので、これらのパターンのいずれかを満たすときは、

$$P = (a + b) * XG \quad (1)$$

なる式により、大なる値 P を算出する (図8のステップ65)。ただし、(1)式及び後述の(2)、(3)式中、 G は図6に示したゲイン、 a^* 、 b^* はPR (

a, b, b, a)におけるaとbの値を、中央値(a+b)が0になるようにオフセットした後の値であることを示す。これらa*、b*及びGの値は、入力されるPRモード信号入力されるRLモード信号により求められる既知の値である。

【0044】

上記のパターンのいずれでもないときは、連続する5クロック周期の5つの0ポイント情報の値Zが"01010"であるかどうか判別し(図8のステップ66)、このパターンのときはRLモード信号に基づき、RL(1, X)のパーソナルレスポンス等化であるかどうか判定する(図6のステップ67)。このパターンは、着目する中央値の0ポイント情報の値Zを"0"としたとき、中央値の前後両側に隣接する2つのZの値がいずれも"1"の場合であり、これは前記したように、RL(1, X)のときのみ発生する可能性があるので、RL(1, X)であるときは

$$P = (b - a) * XG \quad (2)$$

なる式により、値Pを算出する(図8のステップ68)。なお、このときは、極性が2クロック目で瞬時に変化するので、(2)式により小なる値Pが算出される。

【0045】

連続する5クロック周期の5つのポイント情報の値Zが"01010"でないときは、それら5つの0ポイント情報の値Zが"01001"、"10010"、"00010"及び"01000"のうちのいずれかのパターンであるかどうか判別する(図8のステップ69~72)。これら4つのパターンは、連続する5つの0ポイント情報のうち中央値がゼロクロス点を示しておらず、かつ、中央値の前後に隣接する2つのポイント情報の一方がゼロクロス点を示しているときである。

【0046】

上記の4つのパターンのどれかであるとき、あるいはステップ67でRLモードが(1, X)でないと判定されたときは、

$$P = b * XG \quad (3)$$

なる式により、値Pを算出する（図6のステップ73）。この場合、信号波形は短期間、同じ極性を保っているので、（1）式及び（2）式の間レベルの値Pが（3）式により算出される。

【0047】

上記のステップ65、68及び73のいずれかで値Pを算出すると、続いてD型フリップフロップ47から取り出される現在時刻の波形等化信号D3が0以上であるかどうか判別する（図8のステップ74）。現在時刻の波形等化信号D3が0以上であるときは最終仮判定レベルQをPの値とし（図8のステップ75）、負であるときは最終仮判定レベルQを $-P$ の値とする（図8のステップ76）。

【0048】

なお、ステップ72でポイント情報の値Zが“01000”でないと判定されたときは、最終仮判定レベルQを“0”とする（図8のステップ77）。例えば、連続する5つのポイントZの中央値が“1”の場合などがこの場合に相当する。

【0049】

次に、微分系における仮判別器33による動作について、図9のフローチャート等と共に更に詳細に説明する。ここでは、簡単のため、信号のランレングス制限が（2，X）である場合について説明する。ここで、上記のポイント情報の値PKが“1”であるときはピークを示しており、これは、図5（C）に示したPR（a，b， $-b$ ， $-a$ ）の状態遷移図では「 $a+b$ 」又は「 $-(a+b)$ 」という値で表わされており、状態S1→S2又は状態S4→S5へ遷移する過程において発生する。

【0050】

この場合、図5（C）中、ピークの極性は、サンプル点の極性で判別できる。しかも、あるピークから次のピークまでの間隔が分かれば、つまり状態S2から状態S5に至るまで、又は状態S5から状態S2に至るまでの遷移数がわかれば、経路が確定し、取り得るべき値が各々のサンプル点に対して明確になる。

【0051】

また、上記の状態遷移図で「 $a+b$ 」又は「 $-(a+b)$ 」以外の値、すなわ

ちピークでないときは、上記のポイント情報の値 PK は "0" である。この状態遷移図から、ピーク ($PK = 1$) は 2 つ連続して取り出されることはなく、(2, X) の場合は、隣接する $PK = 1$ の間には最低 2 つの "0" が存在する。

【 0 0 5 2 】

実際の信号では、ノイズ等の影響により、ピーク自体の検出を誤ることも十分に予想されるが、フィードバック制御の場合、正しい判定のできる確率が誤る確率を上回っていれば、正しい方向に収束していくはずであり、また、十分な積分処理のため、単発のノイズは実用上問題ないと考えられる。

【 0 0 5 3 】

以上の点に着目し、仮判別器 3 3 は、まず、端子 4 2、タップ遅延回路 2 3 を介してビットクロックの周期毎に入力されるポイント情報の値 PK を識別し、連続する 5 クロック周期の 5 つの値がオール "0" であるかどうか (図 9 のステップ 6 1)、上記の 5 つの値のうちの最後の値のみが "1" かどうか (図 9 のステップ 6 2)、上記の 5 つの値のうちの最初の値のみが "1" かどうか (図 9 のステップ 6 3)、上記の 5 つの値のうちの最初と最後の値が "1" で残りの 3 つの値は "0" かどうかを判別する (図 9 のステップ 6 4)。

【 0 0 5 4 】

これらのパターンは、着目するポイント情報の値 PK の中央の値を "0" としたとき、前後両側のポイント情報の値 PK がいずれも "0" である場合であり、このときは信号波形 0 に張り付いている場合であるので、これらのパターンのいずれかを満たすときは、

$$Q = 0 \quad (1)$$

なる式により、仮判別値 Q を算出する (図 9 のステップ 6 5)。

【 0 0 5 5 】

上記のパターンのいずれでもないときは、連続する 5 クロック周期の 5 つのピークポイント情報の値 PK が "0 1 0 1 0"、"0 1 0 0 1"、"1 0 0 1 0"、"0 0 0 1 0" 及び "0 1 0 0 0" のうちのいずれかのパターンであるかどうか判別する (図 9 のステップ 6 6、6 9 ~ 7 2)。これら 4 つのパターンは、連続する 5 つのピークポイント情報のうち中央値がピーク点を示しておらず、かつ、中央値

の前後に隣接する 2 つのポイント情報のいずれかがピーク点を示しているときである。

【 0 0 5 6 】

上記の 5 つのパターンのどれかであるときは、

$$P = a \times G \quad (2)$$

なる式により、値 P を算出する（図 9 のステップ 7 3）。ただし、（2）式及び後述の（3）式中、 G は図 7 に示したゲイン、 a 、 b は $PR(a, b, b, a)$ における a と b の値を示す。これら a 、 b 及び G の値は、端子 4 3 を介して入力される PR モード信号、端子 4 4 を介して入力される RL モード信号により求められる既知の値である。

【 0 0 5 7 】

なお、ステップ 7 2 でポイント情報の値 PK が上記以外と判定されたときは、

$$P = (a + b) \times G \quad (2)$$

なる式により、値 P を算出する（図 9 のステップ 7 7）。例えば、連続する 5 つのピーク PK の中央値が "1" の場合などがこの場合に相当する。

【 0 0 5 8 】

上記のステップ 7 3 及び 7 7 のいずれかで値 P を算出すると、続いて D 型フリップフロップ 4 7 から取り出される現在時刻の波形等化信号 $D 3$ が 0 以上であるかどうか判別する（図 9 のステップ 7 4）。現在時刻の波形等化信号 $D 3$ が 0 以上であるときは最終仮判定レベル Q を P の値とし（図 9 のステップ 5）、負であるときは最終仮判定レベル Q を $-P$ の値とする（図 9 のステップ 7 6）

【 0 0 5 9 】

次に、積分系の上記の仮判別処理による波形等化について、更に具体的に説明する。例えば、図 10（A）に実線で示す波形の等化後再生信号が、トランスバースフィルタ 2 1 から取り出されて仮判別回路 3 3 に入力される場合、この仮判別回路 3 3 にはリサンプリング・DPLL 1 7 からは同図（A）の波形の下部に示すような値 Z の 0 ポイント情報も入力される。ここで、図 10（A）において、○印は記録媒体に記録されたランレングス制限符号の本来のデータ点を示す。また、×印はトランスバースフィルタ 2 1 によりパースナルレスポンス等化

するときの等化用のサンプル点を示し、これは本来のデータ点から 180° ずれている（他の図 10 (B) ~ (D)、図 11、図 12 も同様）。

【0060】

図 10 (A) において、連続する 5 つの 0 ポイント情報の値 Z がオール "0" のときと "10000" のときと "00001" のときは前記 (1) 式に基づいて等化され（図 8 のステップ 61 ~ 63、65）、図 10 (B) に示すように、再生信号が本来と同様の波形で得られる。なお、上記の (1) 式 ~ (3) 式の演算結果による波形等化は、連続する 5 つの 0 ポイント情報の値 Z の 3 番目のタイミングで、波形等化信号 $D3$ の極性に応じて行われることは図 8 に示した通りである。

【0061】

図 10 (C) はリサンプリング・DPLL 17 から取り出された連続する 5 つの 0 ポイント情報の値 Z が "10001" であるときの、トランスバーサルフィルタ 21 の出力等化後再生信号波形の一例を示す。この場合、連続する 5 つの 0 ポイント情報の値 Z の 3 番目のタイミングの、波形等化信号 $D3$ の値は正であるから、このとき (1) 式による波形等化が行われ（図 8 のステップ 64、65、74、75）、図 10 (D) に示す等化後再生信号がトランスバーサルフィルタ 21 から得られる。

【0062】

図 11 (A) はリサンプリング・DPLL 17 から取り出された連続する 5 つの 0 ポイント情報の値 Z が "01010" で、かつ、 $RLL(1, X)$ であるときと、連続する 5 つの 0 ポイント情報の値 Z が "01001" であるときのトランスバーサルフィルタ 21 の出力等化後再生信号波形の一例を示す。この場合、連続する 5 つの 0 ポイント情報の値 Z が "01010" のときの波形等化信号 $D3$ の値は正であるから、(2) 式による正の値の波形等化が行われ（図 8 のステップ 66 ~ 68、74、75）、"01001" のときの波形等化信号 $D3$ の値は負であるから、(3) 式による負の値の波形等化が行われ（図 8 のステップ 69、73、74、76）、図 11 (B) に示す等化後再生信号がトランスバーサルフィルタ 21 から得られる。

【0063】

図12 (A) はリサンプリング・DPLL 17から取り出された連続する5つの0ポイント情報の値Zが"01000"であるときと、連続する5つの0ポイント情報の値Zが"00010"であるときのトランスバーサルフィルタ21の出力等化後再生信号波形の一例を示す。この場合、連続する5つの0ポイント情報の値Zが"01000"、"00010"のときはいずれも波形等化信号D3の値は正であるから、(3)式による正の値の波形等化が行われ(図8のステップ71、73~75、又はステップ72~75)、図12 (B) に示す等化後再生信号がトランスバーサルフィルタ21から得られる。

【0064】

更に、図12 (C) はリサンプリング・DPLL 17から取り出された連続する5つの0ポイント情報の値Zが"01001"であるときと、連続する5つの0ポイント情報の値Zが"10010"であるときのトランスバーサルフィルタ21の出力等化後再生信号波形の一例を示す。この場合、連続する5つの0ポイント情報の値Zが"01001"、"10010"のときはいずれも波形等化信号D3の値は正であるから、(3)式による正の値の波形等化が行われ(図8のステップ69、73~75、又はステップ70、73~75)、図12 (D) に示す等化後再生信号がトランスバーサルフィルタ21から得られる。

【0065】

このように、この実施の形態では、0ポイント情報の値Zを参照し、状態遷移図から自と決定される値に等化するようにしたため、現在のサンプル点のレベルに依存しない(他の目標値に近くても影響されない)正確な波形等化ができる。また、異なるパーシャルレスポンス等化に対応でき、更に判定を誤る確率はスレッショルドが固定の従来装置に比べて少ないので、収束時間を短時間にできる。なお、本実施の形態は、RL L (2, X) にも同様に適用できる。図6と共に説明したように、RL L (1, X) と略同様の状態遷移が行われるからである。

【0066】

次に、微分系の上記の仮判別処理による波形等化について、更に具体的に説明する。例えば、図13 (A) に実線で示す波形の等化後再生信号が、トランスバーサルフィルタ21から取り出されて仮判別回路33に入力される場合、この仮

判別回路 2 4 にはリサンプリング・D P L L 1 9 からは同図 (A) の波形の下部に示すような値 P K のピークポイント情報も入力される。ここで、図 1 3 (A) において、○印はトランスバーサルフィルタ 2 1 によりパーシャルレスポンス等化するときの等化用のサンプル点を示している (他の図 1 3 (B)、図 1 4、図 1 5 も同様)。

【 0 0 6 7 】

図 1 3 (A) において、連続する 5 つのピークポイント情報の値 P K がオール "0" のときと "1 0 0 0 0" のときと "0 0 0 0 1" のときは前記 (1) 式に基づいて等化され (図 9 のステップ 6 1 ~ 6 3、6 5)、P K が "0 1 0 0 0" のときと "0 0 0 1 0" のときは前記 (2) 式に基づいて等化され (図 9 のステップ 7 1 ~ 7 2、7 3、7 4、7 5)、P K が "0 0 1 0 0" のときは前記 (3) 式に基づいて等化され (図 9 のステップ 7 7、7 4、7 5)、図 1 3 (B) に示すように、再生信号が本来と同様の波形で得られる。なお、上記の (1) 式 ~ (3) 式の演算結果による波形等化は、連続する 5 つのピークポイント情報の値 P K の 3 番目のタイミングで、波形等化信号 D 3 の極性に応じて行われることは図 9 に示した通りである。

【 0 0 6 8 】

図 1 4 (A) において、連続する 5 つのピークポイント情報の値 はリサンプリング・D P L L 1 7 から取り出された連続する 5 つのピークポイント情報の値 P K が "1 0 0 0 1" であるときの、トランスバーサルフィルタ 2 1 の出力等化後再生信号波形の一例を示す。この場合、連続する 5 つの 0 ポイント情報の値 P K の 3 番目のタイミングの、波形等化信号 D 3 の値は正であるから、このとき (1) 式による波形等化が行われ (図 9 のステップ 6 4、6 5)、図 1 4 (B) に示す等化後再生信号がトランスバーサルフィルタ 2 1 から得られる。

【 0 0 6 9 】

更に、図 1 5 (A) はリサンプリング・D P L L 1 7 から取り出された連続する 5 つのピークポイント情報の値 P K が "0 1 0 0 1" であるときと、連続する 5 つの 0 ピークポイント情報の値 P K が "1 0 0 1 0" であるときのトランスバーサルフィルタ 2 1 の出力等化後再生信号波形の一例を示す。この場合、連続する 5

つの0ポイント情報の値PKが"01001"、"10010"のときはいずれも波形等化信号D3の値は正であるから、(3)式による正の値の波形等化が行われ(図9のステップ69、73~75、又はステップ70、73~74、76)、図15(B)に示す等化後再生信号がトランスバーサルフィルタ21から得られる。

【0070】

このように、この実施の形態では、ピークポイント情報の値PKを参照し、状態遷移図から自と決定される値に等化するようにしたため、現在のサンプル点のレベルに依存しない(他の目標値に近くても影響されない)正確な波形等化ができる。また、異なるパーシャルレスポンス等化に対応でき、更に判定を誤る確率はスレッシュホールドが固定の従来装置に比べて少ないので、収束時間を短時間にできる。なお、本実施の形態は、RL L(1, X)にも同様に適用できる。図7と共に説明したように、RL L(2, X)と略同様の状態遷移が行われるからである。

【0071】

以上の仮判別処理により得られた仮判定レベルQは、図1の減算器34に供給されて現在時刻の波形等化信号D3との差分をとられてエラー信号とされ、INV 35を介して乗算器・LPF 27へ出力され、ここで乗算されてから高域周波数成分が除去され、トランスバーサルフィルタ21にタップ係数として出力される。このようにして、減算器34から取り出されるエラー信号が0になるように、トランスバーサルフィルタ21のタップ係数が可変制御されることにより、トランスバーサルフィルタ21による波形等化を収束範囲を拡大させて好適に行うことができる。

【0072】

このように、仮判別回路33は、パーシャルレスポンス等化の種類を示すPRモード信号と、再生信号のランレングス制限符号の種類を示すRL Lモード信号と、タップ遅延回路32からの複数のポイント情報と、減算器31の出力波形等化後再生信号とを入力として受け、PRモード信号とRL Lモード信号で定まる状態遷移と、複数のポイント情報のパターンとに基づき、波形等化信号の仮判別

レベルQを算出する。この仮判定レベルQは目標値として図1の減算器34に供給され、実際の信号である波形等化後再生信号との差がとられてエラー信号とされる。

【0073】

一方、図1のリサンプリング回路18及び19よりそれぞれ取り出された信号は、遅延調整器23、24により固定の遅延が与えられ、後述の擬似クロストークとの時間合わせを粗く行われてトランスバーサルフィルタ25、26に入力される。このトランスバーサルフィルタ25、26にタップ係数（フィルタ係数）を供給する乗算器・LPF28、29は、前記減算器34から出力されるエラー信号が入力され、ここでトランスバーサルフィルタ25、26のタップ出力と乗算して隣接トラック信号の相関を抽出し、更にその相関値をLPFで積分してトランスバーサルフィルタ25、26に入力する。

【0074】

このようにして、トランスバーサルフィルタ25、26のタップ係数（フィルタ係数）は、隣接トラック信号の相関値に応じて更新され、トランスバーサルフィルタ25、26からは内周側、外周側の各トラックからの読取信号に対応した擬似クロストーク信号が取り出される。これらのトランスバーサルフィルタ25、26の出力擬似クロストーク信号は、トランスバーサルフィルタ21からの波形等化後の再生すべきトラックからの再生信号に、減算器30、31でそれぞれ減算される。これにより、減算器31からは、トランスバーサルフィルタ21からの波形等化後の再生すべきトラックの再生信号中のクロストークと相殺除去されて、S/Nの良好な再生信号として出力される。この実施の形態は、フィードバック処理であるため、安定な動作が実現できる。

【0075】

この実施の形態では、トランスバーサルフィルタ21を含む再生すべきトラックの再生信号の符号間干渉除去ブロックと、トランスバーサルフィルタ25及び26を含む隣接トラックからの再生信号に基づく擬似クロストーク生成ブロックには、いずれも同一のエラー信号を0にするべく各タップ係数（フィルタ係数）を制御しているので、制御の衝突は発生しない。

【 0 0 7 6 】

また、クロストーク成分がはっきり識別できるのは、所望トラックの再生信号が平坦のとき（反転間隔が大きい状態）、つまり積分系の信号に関しては、最大値もしくは最小値付近で、微分系の信号に関しては0付近で連続している状態であり、従来のゼロクロス検出では正しい検出が出来ないのに対し、この実施の形態では、値が0又は $a + b$ というような明確な値に向かって収束させると同時に、これらの値からの誤差をエラー信号として隣接トラック信号との相関をとり、クロストーク成分を抽出するようにしているので、正確、かつ、迅速な収束が可能である。つまり、ゼロクロスやピークポイントだけでなく、パーシャルレスポンス等化に対応したすべてのサンプリングポイントの情報からエラー信号を抽出できるということが特徴である。

【 0 0 7 7 】

また、リサンプリングDPLL17を用いる場合、A/D変換器11に用いられるサンプリングクロックはビットクロックに同期しておらず、それは隣接トラックの再生信号のサンプリングクロックについても同様である。一定の位相ずれは擬似クロストーク発生器でも吸収できる（トランスバーサルフィルタ25、26自体もリサンプリング演算器と見ることができる。）が、周波数がずれている場合などでは、サンプリング時間間隔が一定にならないため、従来の擬似クロストーク発生器では対応できない。

【 0 0 7 8 】

一方、この実施の形態では、リサンプリングDPLL17により生成した、リサンプリング演算時の内分割合 T_ratio 及びビットクロック CLK を利用し、リサンプリング器18、19で隣接トラックからの再生信号のリサンプリング演算を行うようにしているため、周波数ずれに対応できる。また、位相については、後段の遅延調整器23、24により粗く合わせ、後はトランスバーサルフィルタ25及び26を用いた擬似クロストーク発生器に任せるようにしている。これにより、リサンプリングDPLL17を用いることができる。なお、遅延調整器23、24をリサンプリング器18、19の後段に配置したのは、この方が遅延用フリップフロップの段数を少なくできるからで、機能的にはリサンプリング

器 1 8、1 9 の前段に配置してもよい。

【 0 0 7 9 】

リサンプリング D P L L 1 7 は独立に A G C ・ A T C 回路 1 4 とトランスバースルフィルタ 2 1 を含む再生すべきトラックの再生信号の符号間干渉除去ブロックとの間に挟まれ、かつ、自分自身のブロックの中でループが完結しているため、確実な収束が期待できる。一方、リサンプリング D P L L 1 7 を用いない場合は、外付けの電圧制御発振器 (V C O) が必要であり、また A / D 変換器でビットサンプリングが行われるため、A / D 変換器を含んだ P L L ループが形成され、A / D 変換器として高速なものが要求されるのでコストが高くなる。

【 0 0 8 0 】

また、リサンプリング D P L L 1 7 を用いない場合は、A G C ・ A T C 回路を含んだ P L L ループが形成されるため、各々が干渉し、適切な方向へ収束できない場合があり、更に、A G C ループ、A T C ループ、P L L ループをすべて外へ出し、アナログ回路で構成することも考えられるが、電圧制御増幅器 (V C A) の追加が必要で、またアナログ回路特有の経時変化・部品ばらつきの悪影響を受ける。以上により、この実施の形態のように、リサンプリング D P L L を用いる構成が望ましいことが明らかであり、特に光ディスクでは記録再生系が周波数特性において高域減衰特性を有するため、オーバーサンプリングに適している。

【 0 0 8 1 】

次に、本発明の他の実施の形態について説明する。図 1 6 は本発明になる記録情報再生装置の第 2 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 1 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図 1 6 の第 2 の実施の形態は、A / D 変換器 1 1 ~ 1 3 と、A G C ・ A T C 回路 1 4 ~ 1 6 の間にデジタルのプリイコライザ (P r e E Q) 3 7 ~ 3 9 を用いた点に特徴がある。

【 0 0 8 2 】

図 1 7 は本発明になる記録情報再生装置の第 3 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 1 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図 1 7 の第 3 の実施の形態は、A / D 変換器 1 1 ~ 1 3 の入力側にアナログのプリイコライザ (P r e E Q) 4 1 ~ 4 3 を用いた点に特徴がある。

【 0 0 8 3 】

図 1 8 は本発明になる記録情報再生装置の第 4 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 1 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図 1 8 の第 4 の実施の形態は、仮判別にポイント情報を用いず固定の閾値を用いて判別する仮判別回路 4 5 を設けた点に特徴がある。すなわち、減算器 3 1 から取り出された波形等化後の再生信号は、後段のビタビ復号回路へ出力される一方、仮判別回路 4 5 に供給され、ここで所定の閾値と比較されて 0 ポイントもしくはピークポイントが検出され、この 0 ポイントもしくはピークポイントの連続パターン系列から前述したアルゴリズムで仮判別を行う。このとき、リサンプリング・DPLL 1 7 には特性モードは必要ないので、供給していない。

【 0 0 8 4 】

この仮判別回路 4 5 による仮判別結果と仮判別回路 4 5 の入力信号（減算器 3 1 の出力信号）とが減算器 3 4 において減算され、その差分値がエラー信号としてインバータ 3 5 で極性を反転された後、乗算器・LPF 2 7 に供給され、上記のエラー信号の値を 0 にする、トランスバーサルフィルタ 2 1 のフィルタ係数（タップ係数）とされてトランスバーサルフィルタ 2 1 に入力される。この実施の形態では、リサンプリング DPLL 1 7 からのピークポイント情報を用いないので、遅延調整器 2 2 及びタップ遅延回路 3 2 が不要となる。

【 0 0 8 5 】

図 1 9 は本発明になる記録情報再生装置の第 5 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 1 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図 1 9 において、光ディスクに形成されたトラック群中の隣接する 3 つのトラックのうち、中央の再生すべきトラック T_i の読取信号は、電圧制御増幅器（VCA）4 7 に入力され、内周側の隣接トラック T_{i-1} の読取信号は VCA 4 8 に入力され、外周側の隣接トラック T_{i+1} の読取信号は、VCA 4 9 に入力されてレベル及び DC が制御される。

【 0 0 8 6 】

VCA 4 7、4 8、4 9 の各出力読取信号は、次段の A/D 変換器 5 0、5 1、5 2 に供給されてマスタークロックでサンプリングされてデジタル信号に変

換され、次段の固定イコライザ（EQ）53、54、55でイコライザ特性が付与された後、AGC・ATC検出回路56、57、58に供給され、ここで振幅が一定に制御される自動振幅制御（AGC）及び閾値を適切に直流（DC）制御する自動閾値制御（ATC）のための利得制御信号及びDC制御信号が生成される。この利得制御信号はVCA47、48、49に供給されて、その利得を可変制御する。これにより、この実施の形態では、AGCとATCをアナログ回路と共に行うことができる。

【0087】

図20は本発明になる記録情報再生装置の第6の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図1及び図13と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図16において、光ディスクに形成されたトラック群中の隣接する3つのトラックのうち、中央の再生すべきトラック T_i の読取信号は、アナログのAGC・ATC回路61に入力され、内周側の隣接トラック T_{i-1} の読取信号はアナログのAGC・ATC回路62に入力され、外周側の隣接トラック T_{i+1} の読取信号は、アナログのAGC・ATC回路63に入力されて、それぞれ振幅が一定に制御される。

【0088】

AGC・ATC回路61、62、63の各出力読取信号は、次段のA/D変換器50、51、52に供給されてマスタークロックでサンプリングされてデジタル信号に変換され、A/D変換器50の出力だけ次段の固定イコライザ（EQ）53でイコライザ特性が付与される。この実施の形態は、AGCとATCをアナログ回路であるAGC・ATC回路61、62、63のみで行うようにしたものである。

【0089】

図21は本発明になる記録情報再生装置の第7の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図21の第7の実施の形態は、減算器31の出力信号のゼロクロスポイントを検出して0ポイント情報をポイント選択回路203に供給するゼロ検出器201と、減算器31の出力信号のピークポイントを検出してピークポイント情報をポイン

ト選択回路 2 0 3 に供給するピーク検出器 2 0 2 と、前記特性モードに応じて、前記 0 ポイント情報と前記ピークポイントのうちいずれかを選択し、ポイント情報としてタップ遅延回路 3 2 に供給するポイント選択回路 2 0 3 からなる。前記特性モードは、前記仮判別回路 3 3 にも入力されており、仮判別アルゴリズムを切り替えている。

【 0 0 9 0 】

ゼロ検出器 2 0 1 は、例えば入力等化後再生信号の極性が反転したときに、近傍の 2 つのサンプル点のうち、より 0 に近い方を 0 ポイント情報としてポイント選択回路 2 0 3 に供給する。

【 0 0 9 1 】

ピーク検出器 2 0 2 は、例えば入力等化後再生信号の隣接するサンプリングポイントの関係における傾きが反転したときに、ピークポイント情報としてポイント選択回路 2 3 に供給する。

【 0 0 9 2 】

これにより、図 1 と同様の仮判別アルゴリズムに従って、仮判別結果が得られる。ポイント情報を減算器 3 1 からビタビ復号器へ出力される波形等化後再生信号から抽出するようにした点に特徴がある。

【 0 0 9 3 】

図 2 2 は本発明になる記録情報再生装置の第 8 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 1 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図 2 2 に示す第 8 の実施の形態は、リサンプリング D P L L 1 7、リサンプリング回路 1 8 及び 1 9 を用いなく、記録情報を再生するようにしたものである。すなわち、A G C ・ A T C 回路 1 4、1 5、1 6 の各出力デジタル読取信号は、直接に遅延調整器 2 0、2 3、2 4 を通してトランスバーサルフィルタ 2 1、2 5、2 6 に供給される。

【 0 0 9 4 】

減算器 3 1 より取り出されたクロストークが除去され、かつ、波形等化された再生信号は、仮判別回路 3 3 に供給される一方、ゼロクロス検出・ピーク検出・位相比較器 6 7 に供給され、ここで積分系のときはゼロクロス検出、微分系のと

きはピーク検出され、その検出点の位相と電圧制御発振器（VCO）69よりのビットクロックの位相とを位相比較して位相誤差信号として生成される。この位相誤差信号は、ループフィルタ68を通してアナログ又はデジタルの電圧制御発振器（VCO）69に制御電圧として印加され、その出力システムクロック周波数を可変制御する。VCO69の出力システムクロックはビットクロックの自然数倍の周波数であり、装置のクロックが必要な各ブロックに印加される。

【0095】

図23は本発明になる記録情報再生装置の第9の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図23において、光ディスクに形成されたトラック群中の隣接する3つのトラックのうち、中央の再生すべきトラック T_i の読取信号は、アナログのAGC・ATC回路71に入力され、内周側の隣接トラック T_{i-1} の読取信号はアナログのAGC・ATC回路72に入力され、外周側の隣接トラック T_{i+1} の読取信号は、アナログのAGC・ATC回路73に入力されて、それぞれ振幅が一定に制御されると共に閾値を適切に制御される。

【0096】

AGC・ATC回路71の出力読取信号は、次段の固定イコライザ（EQ）41でイコライザ特性が付与された後、A/D変換器11に供給されてビットクロックでサンプリングされてデジタル信号に変換される。また、AGC・ATC回路72、73の各出力読取信号は、A/D変換器12、13に供給されてビットクロックでサンプリングされてデジタル信号に変換される。A/D変換器11、12、13の各出力デジタル信号は、遅延調整器20、23、24を通してトランスバーサルフィルタ21、25、26に供給される。

【0097】

また、固定イコライザ41の出力アナログ信号は、位相比較器74、ループフィルタ75及び76からなるPLL回路に供給されてビットクロックの自然数倍の周波数のシステムクロックとされる。

【0098】

遅延調整器20の出力信号は、トランスバーサルフィルタ21と共にゼロ検出

器 2 0 4 及びピーク検出器 2 0 5 に入力し、ポイント選択回路 2 0 6 が、前記特性モード信号に応じて、前記ゼロ検出器 2 0 4 から出力された 0 ポイント情報及び前記ピーク検出器 2 0 5 から出力されたピークポイント情報のうちいずれかを選択し、ポイント情報としてタップ遅延回路 3 2 に供給する点に特徴がある。

【 0 0 9 9 】

図 2 4 は本発明になる記録情報再生装置の第 1 0 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 2 2 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図 2 4 に示す第 1 0 の実施の形態は、A T C ・ A G C をアナログ回路のみで行い、デジタル V C O を用いずに固定閾値判別を行う構成としたものである。図 2 4 において、減算器 3 1 から取り出された波形等化後の再生信号は、後段のビタビ復号回路へ出力される一方、仮判別回路 4 5 に供給され、ここで所定の閾値と比較されてゼロクロスもしくはピークが検出され、このポイントの連続パターン系列から前述したアルゴリズムで仮判別を行う。

【 0 1 0 0 】

なお、本発明は以上の実施の形態に限定されるものではなく、ゼロクロスもしくはピークに相当する信号のレベルのみに基づき、前記トランスバーサルフィルタのタップ係数及び前記フィルタリングの特性を前記エラー信号が最小になるように可変制御するようにしてもよい。図 2 5 は、この場合の第 1 1 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 1 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。仮判別回路 1 0 0 は固定の閾値を用いて判別をおこなう。遅延調整 2 2 より出力されたポイント情報は、タップ遅延回路ではなく、エラー選択 1 0 1 に供給される。エラー選択 1 0 1 は、減算器 3 4 より出力されたエラー信号より、ピークのタイミングに対応したエラー信号のみを抽出し、乗算器・L P F 2 8 及び 2 9 に供給している。

【 0 1 0 1 】

図 2 6 は本発明になる記録情報再生装置の第 1 2 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 2 1 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。前記ポイント選択回路 2 0 3 から出力されたポイント情報は、エラー選択 1 0 4 に供給される。エラー選択 1 0 4 は、減算器 3 4 より出力されたエラー信号よ

り、ゼロクロスもしくはピークのタイミングに対応したエラー信号のみを抽出し、乗算器・LPF 28 及び 29 に供給している。前記特性モードは、前記仮判別回路 102 にも入力されており、仮判別アルゴリズムを切り替えている。

【0102】

図 27 は本発明になる記録情報再生装置の第 13 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 23 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。仮判別回路 105 は固定の閾値を用いて判別をおこなう。ポイント選択回路 206 より出力されたポイント情報は、タップ遅延回路ではなく、エラー選択 106 に供給される。エラー選択 106 は、減算器 34 より出力されたエラー信号より、ゼロクロスもしくはピークのタイミングに対応したエラー信号のみを抽出し、乗算器・LPF 28 及び 29 に供給している。

【0103】

図 28 は本発明になる記録情報再生装置の第 14 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 26 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。仮判別回路 107 は固定の閾値を用いて判別をおこなう。ポイント選択回路 203 より出力されたポイント情報は、タップ遅延回路ではなく、エラー選択 109 に供給される。エラー選択 109 は、減算器 34 より出力されたエラー信号より、ゼロクロスもしくはピークのタイミングに対応したエラー信号のみを抽出し、乗算器・LPF 28 及び 29 に供給している。

【0104】

なお、本発明は以上の実施の形態に限定されるものではなく、パーシャルレスポンス等化を用いずに、クロストーク除去機能だけを用いることもできる。図 29 は、この場合の第 15 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 25 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。トランスバーサルフィルタ、乗算器・LPF、INV が削除され、遅延調整 20 の出力が減算器 30 に供給されている。

【0105】

図 30 は本発明になる記録情報再生装置の第 16 の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図 26 と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。

。トランスバーサルフィルタ、乗算器・LPF、INVが削除され、遅延調整20の出力が減算器30に供給されている。

【0106】

図31は本発明になる記録情報再生装置の第17の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図27と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。トランスバーサルフィルタ、乗算器・LPF、INVが削除され、遅延調整20の出力が減算器30に供給されている。

【0107】

図32は本発明になる記録情報再生装置の第18の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図28と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。トランスバーサルフィルタ、乗算器・LPF、INVが削除され、遅延調整20の出力が減算器30に供給されている。

【0108】

なお、本発明は以上の実施の形態に限定されるものではなく、例えばリサンプリング・DPLLが出力するポイント情報は、PLL動作の後に、別途、ゼロクロスもしくはピークを検出し、ポイント情報として出力してもよい。

【0109】

なお、本発明は以上の実施の形態に限定されるものではなく、例えば図1に示す遅延調整器20、23及び24をAGC・ATC回路14、15及び16の入力側に設けてもよいし、トランスバーサルフィルタ21、25及び26に余裕がある場合は、省略してもよい。

【0110】

また、以上の実施の形態では再生すべきトラックの両側に隣接する2本のトラックに対する2ビームの読取信号についてそれぞれ専用に擬似クロストーク信号を生成する回路系を2系統設けているが、ビームの光ディスクに対する照射角度を検出する公知のチルトセンサを装置が有しているならば、チルトセンサの出力信号に基づき、再生すべきトラックの両側に隣接する2本のトラックに対する2ビームの読取信号のうち、クロストーク成分が多い方のみを選択するスイッチ回路を設けることにより、上記の擬似クロストーク信号生成回路系を一系統のみと

することができる。

【0111】

なお、上記の実施の形態では、仮判別器は、図8及び図9のフローチャートと共に説明したように、ビットクロックの周期毎に入力される、連続する5つのポイント情報の値ZもしくはPKに基づいて仮判別結果を得ているが、連続する3つのピークポイント情報の値PKに基づいて仮判別結果を得ることもできる。図33及び図34はこの場合のフローチャートを示す。ここでは動作説明は省略する。

【0112】

なお、本発明は以上の実施の形態に限定されるものではなく、例えば仮判別回路24はPRモード信号とRLモード信号の両方を可変としてエラー信号を生成するようにしたが、いずれか一方又は両方を固定してエラー信号を生成することもできる。

【0113】

また、前記INV35はトランスバーサルフィルタ21の係数を更新する際に、ネガティブフィードバック（負帰還）にする目的で挿入しているものであり、その目的を達成する方法は他にも多く考えられ、代表的な方法は次の通りである。

- ① INVでトランスバーサルフィルタ21のタップ出力それぞれを反転する。
- ② INVで乗算器・LPF22の出力を反転する。
- ③ トランスバーサルフィルタ21内部のメイン信号の極性を変えてつじつまを合わせる。
- ④ ループ内各ブロックのうちのいずれかの中で極性反転を行う。

このとき、図8、図9、図33、図34に示したフローチャートで使用されているD3の極性及びそのエラー出力の極性について配慮されなければならないことは勿論である。

【0114】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、積分系の信号に対するクロストーク除去と微分系の信号に対するクロストーク除去が同一のシステム内で両立する。

【0115】

また、本発明によれば、仮判別手段がパーシャルレスポンス等化を前提とした

仮判別（収束目標設定）を行い、この仮判別値と減算回路から取り出される波形等化後再生信号との差分値をエラー信号として第1乃至第3のフィルタ係数生成手段に供給して、エラー信号が0になるように制御することで、明確な仮判別値（0や $a + b$ など）に向かって装置の動作を収束させることができ、すべてのポイント（サンプル値）が相関検出の対象となる仮判別値からの誤差をエラー信号としてクロストーク成分との相関をとるようにしているため、迅速な収束ができ、しかも誤った方向への収束をすることなく確実な波形等化ができる。また、本発明によれば、パーシャルレスポンス等化を行っているので、後段にビタビ復号器を用いることができ、正確な復号ができる。

【0116】

また、本発明によれば、リサンプリング演算位相同期ループ回路で生成したりサンプリング演算時の内分割合及びビットクロックを利用し、リサンプリング手段で隣接トラックからの再生信号のリサンプリング演算を行うようにしているため、周波数ずれに対応できる。また、本発明によれば、リサンプリング演算位相同期ループ回路を使用できることから、集積回路化が容易で、部品点数の削減ができ、またオーバーサンプリングに適しているので再生信号が高域減衰特性である光ディスク等の記録媒体の再生装置に適用して好適である。更に、アナログ特有の経時変化、パラメータバラツキ等の影響を受けない。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施の形態のブロック図である。

【図2】

積分系及び微分系の信号の一例の概略説明図である。

【図3】

3ビーム法によるビームスポットとトラックとの位置関係の一例の概略説明図である。

【図4】

積分系のパーシャルレスポンス特性の説明図である。

【図5】

微分系のパーシャルレスポンス特性の説明図である。

【図 6】

$PR(a, b, b, a)$ の特性とランレングス制限規則 $RL L$ モードと仮判別器の仮判定値との関係を示す図である。

【図 7】

$PR(a, b, -b, -a)$ の特性とランレングス制限規則 $RL L$ モードと仮判別器の仮判定値との関係を示す図である。

【図 8】

仮判別器の積分系に対する一例の動作説明用フローチャートである。

【図 9】

仮判別器の微分系に対する一例の動作説明用フローチャートである。

【図 10】

本発明による積分系に対する波形等化前と波形等化後の波形例を示す図（その 1）である。

【図 11】

本発明による積分系に対する波形等化前と波形等化後の波形例を示す図（その 2）である。

【図 12】

本発明による積分系に対する波形等化前と波形等化後の波形例を示す図（その 3）である。

【図 13】

本発明による微分系に対する波形等化前と波形等化後の波形例を示す図（その 1）である。

【図 14】

本発明による微分系に対する波形等化前と波形等化後の波形例を示す図（その 2）である。

【図 15】

本発明による微分系に対する波形等化前と波形等化後の波形例を示す図（その 3）である。

【図 1 6】

本発明の第 2 の実施の形態のブロック図である。

【図 1 7】

本発明の第 3 の実施の形態のブロック図である。

【図 1 8】

本発明の第 4 の実施の形態のブロック図である。

【図 1 9】

本発明の第 5 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 0】

本発明の第 6 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 1】

本発明の第 7 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 2】

本発明の第 8 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 3】

本発明の第 9 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 4】

本発明の第 1 0 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 5】

本発明の第 1 1 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 6】

本発明の第 1 2 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 7】

本発明の第 1 3 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 8】

本発明の第 1 4 の実施の形態のブロック図である。

【図 2 9】

本発明の第 1 5 の実施の形態のブロック図である。

【図 3 0】

本発明の第 1 6 の実施の形態のブロック図である。

【図 3 1】

本発明の第 1 7 の実施の形態のブロック図である。

【図 3 2】

本発明の第 1 8 の実施の形態のブロック図である。

【図 3 3】

仮判別器の積分系に対する別の例の動作説明用フローチャートである。

【図 3 4】

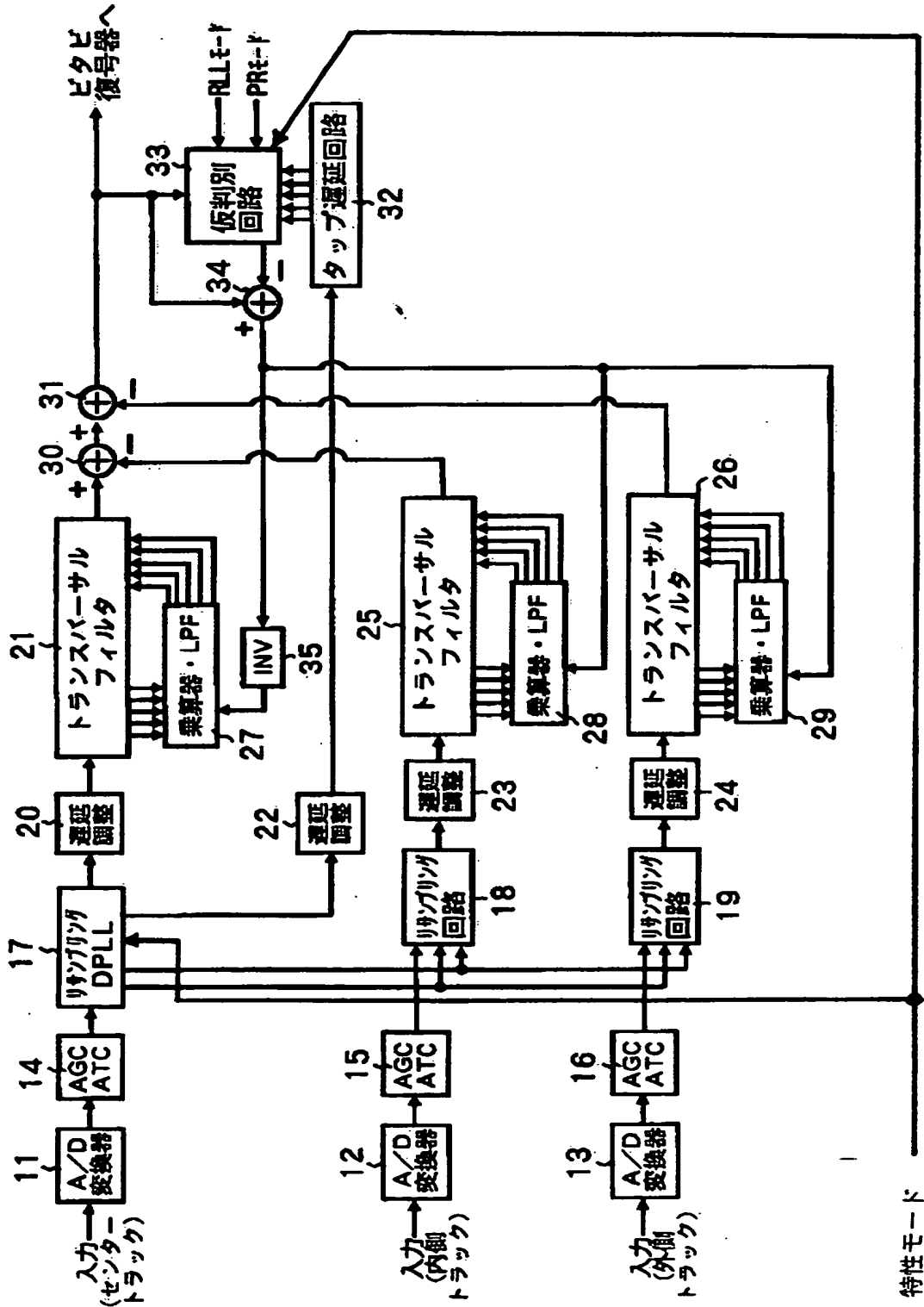
仮判別器の微分系に対する別の例の動作説明用フローチャートである。

【符号の説明】

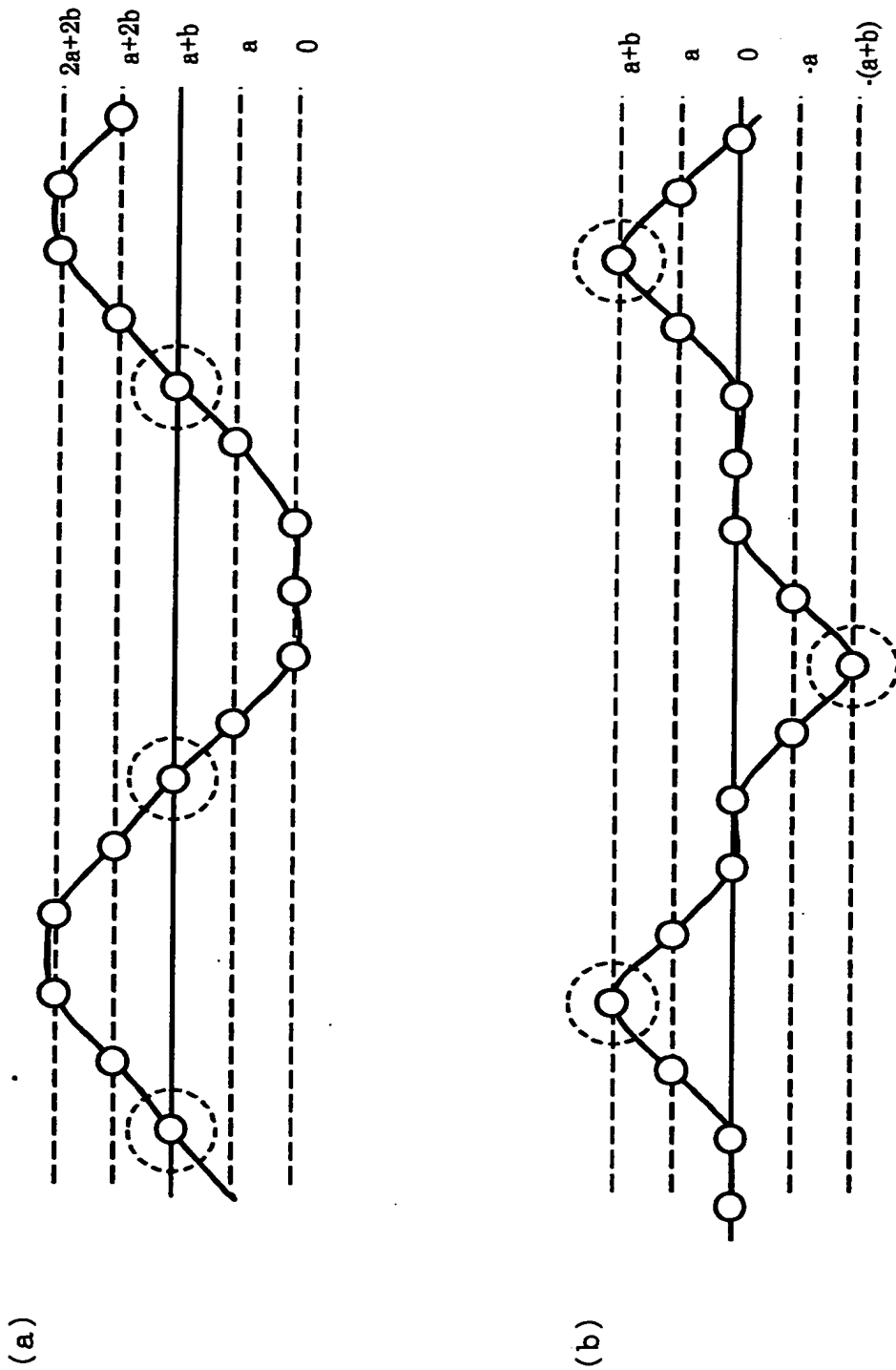
- 1 1 ~ 1 3 A / D 変換器
- 1 4 ~ 1 6 A G C ・ A T C 回路
- 1 7 リサンプリング D P L L 回路
- 1 8、1 9 リサンプリング回路
- 2 0、2 2、2 3、2 4 遅延調整器
- 2 1 再生すべきトラックの再生信号の波形等化用トランスバーサルフィルタ
- 2 5、2 6 擬似クロストーク信号生成用トランスバーサルフィルタ
- 2 7 ~ 2 9 乗算器 ・ L P F
- 3 0、3 1、3 4 減算器
- 3 2 タップ遅延回路
- 3 2 a タップ遅延回路の一部回路
- 3 3 仮判別回路
- 4 5、1 0 0、1 0 2、1 0 5、1 0 7 閾値固定の仮判別回路
- 2 0 1、2 0 4 ゼロ検出器
- 2 0 2、2 0 5 ピーク検出器
- 2 0 3、2 0 6 ポイント選択回路
- 1 0 1、1 0 4、1 0 6、1 0 9 エラー選択

【書類名】 図面

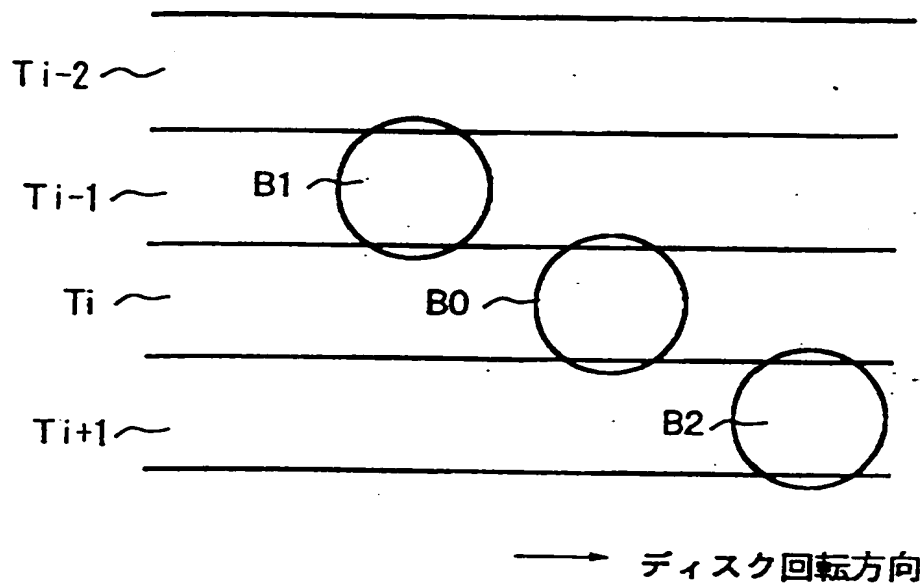
【図 1】



【図 2】

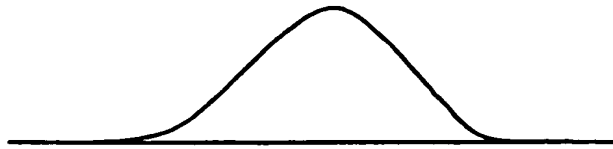


【図3】

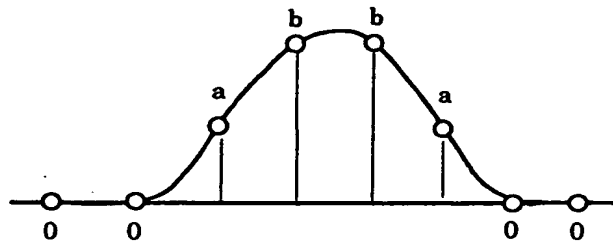


【図 4】

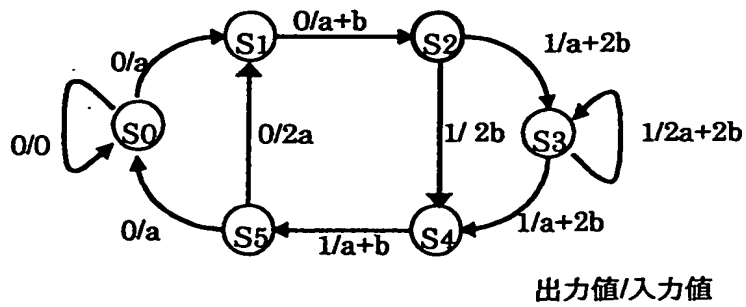
(A)



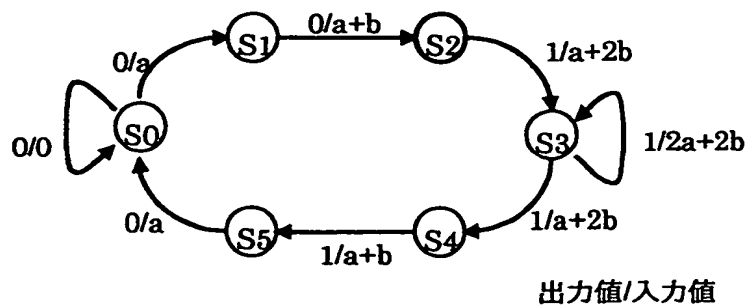
(B)



(C)

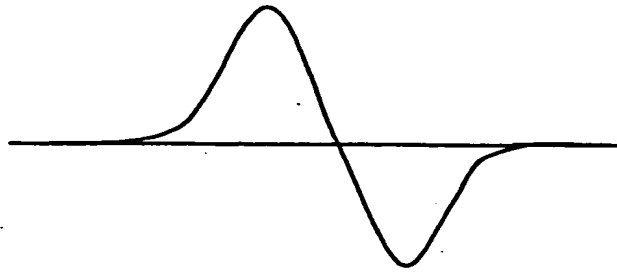


(D)

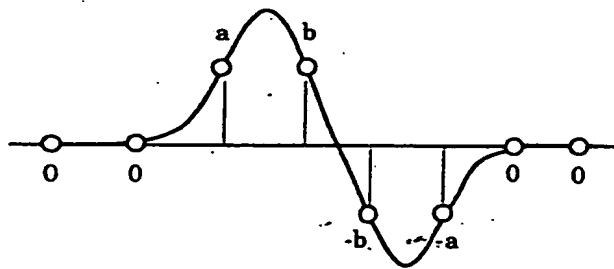


【図 5】

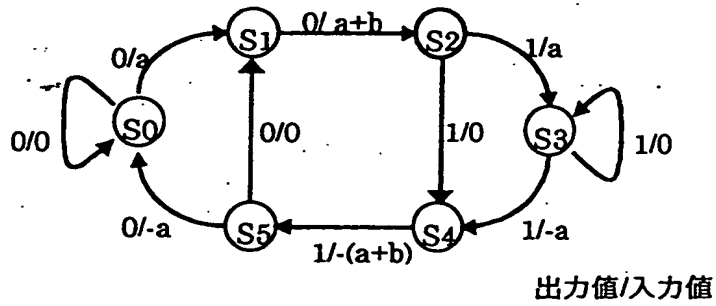
(A)



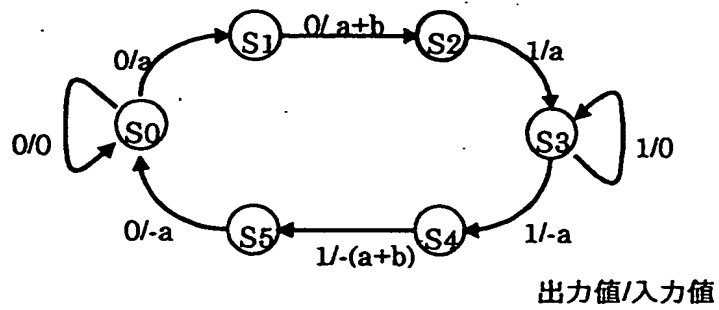
(B)



(C)



(D)



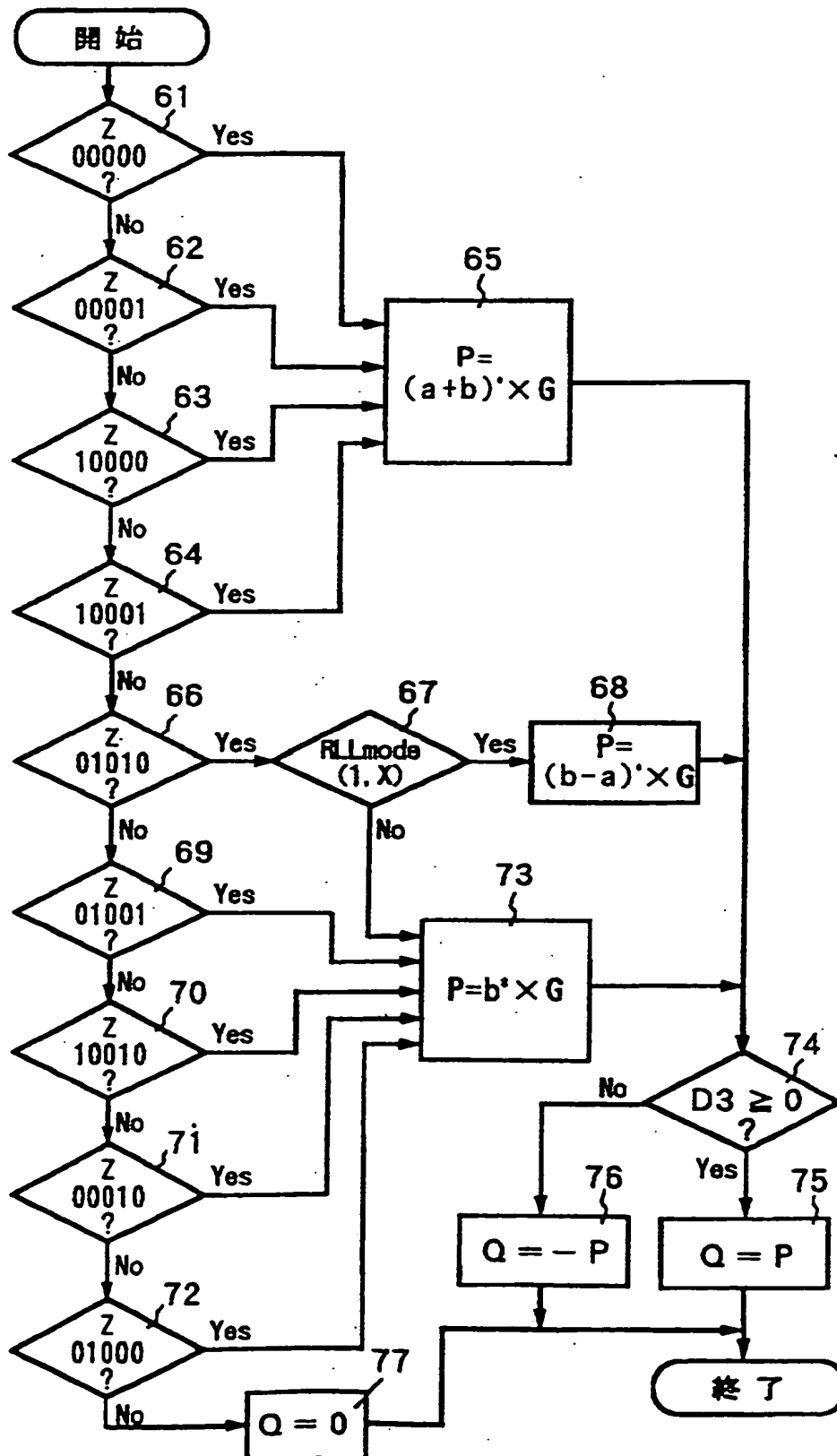
【図 6】

$\frac{\text{RLL}\varepsilon-f}{\text{PR}\varepsilon-f}$		1	2	3	4	5	6
$\left. \begin{array}{l} \text{RLL}(1.X) \\ \text{M1-7} \\ \text{MMVF} \\ \text{MD2} \end{array} \right\}$		PR(1,1)	PR(1,1,1,1)	PR(1,2,2,1)	PR(1,3,3,1)	PR(2,3,3,2)	PR(3,4,4,3)
	2a+2b	$\frac{\text{RLL}\varepsilon-f}{\text{PR}\varepsilon-f}$	$\frac{\text{RLL}\varepsilon-f}{\text{PR}\varepsilon-f}$	6→+3	8→+4	10→+5	14→+7
	a+2b			5→+2	7→+3	8→+3	11→+4
	2b			4→+1	6→+2	8→+1	8→+1
	a+b			3→0	4→0	5→0	7→0
	2a			2→-1	2→-2	4→-1	6→-1
	a			1→-2	1→-3	2→-3	3→-4
	0			0→-3	0→-4	0→-5	0→-7
$\left. \begin{array}{l} \text{RLL}(2.X) \\ \text{EFM} \\ \text{EFMP} \\ \text{M8-15} \\ \text{PR} \end{array} \right\}$	ゲイソグ	A	A/2	A/3	A/4	A/5	A/7
	2a+2b		4→+2	6→+3	8→+4	10→+5	14→+7
	a+2b	2→+1	3→+1	5→+2	7→+3	8→+3	11→+4
	a+b	1→0	2→0	3→0	4→0	5→0	7→0
	a	0→-1	1→-1	1→-2	1→-3	2→-3	3→-4
	0		0→-2	0→-3	0→-4	0→-5	0→-7

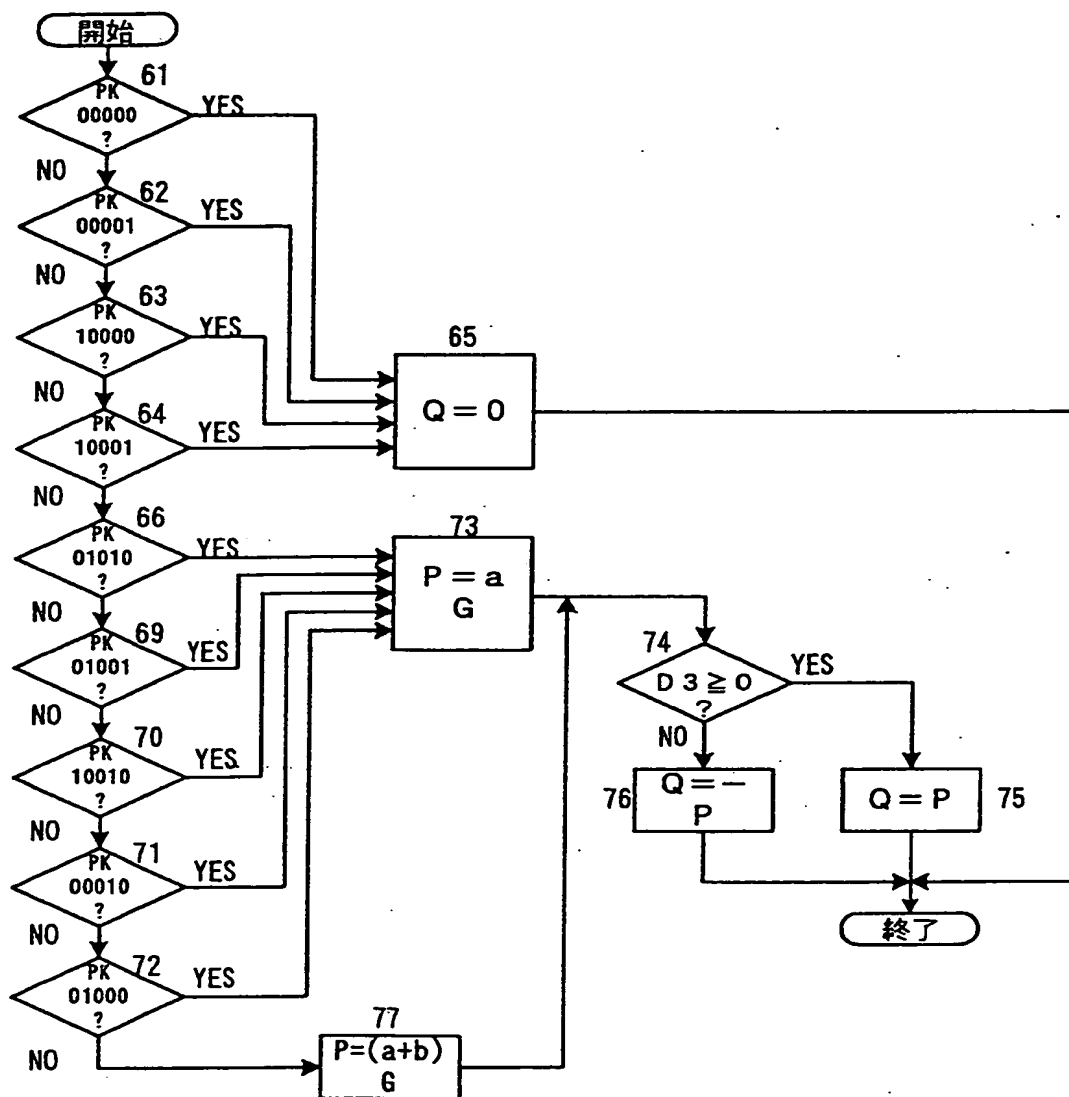
【図7】

PRモード		1	2	3	4	5	6
		PR(1, -1)	PR(1,1,-1,-1)	PR(1,2-2,-1)	PR(1,3,-3,-1)	PR(2,3,-3,-2)	PR(3,4,-4,-3)
目標値	a+b	+1	+2	+3	+4	+5	+7
	a	+1	+1	+1	+1	+2	+3
	0	0	0	0	0	0	0
	-a	-1	-1	-1	-1	-2	-3
	-(a+b)	-1	-2	-3	-4	-5	-7
ゲインG		A	A/2	A/3	A/4	A/5	A/7

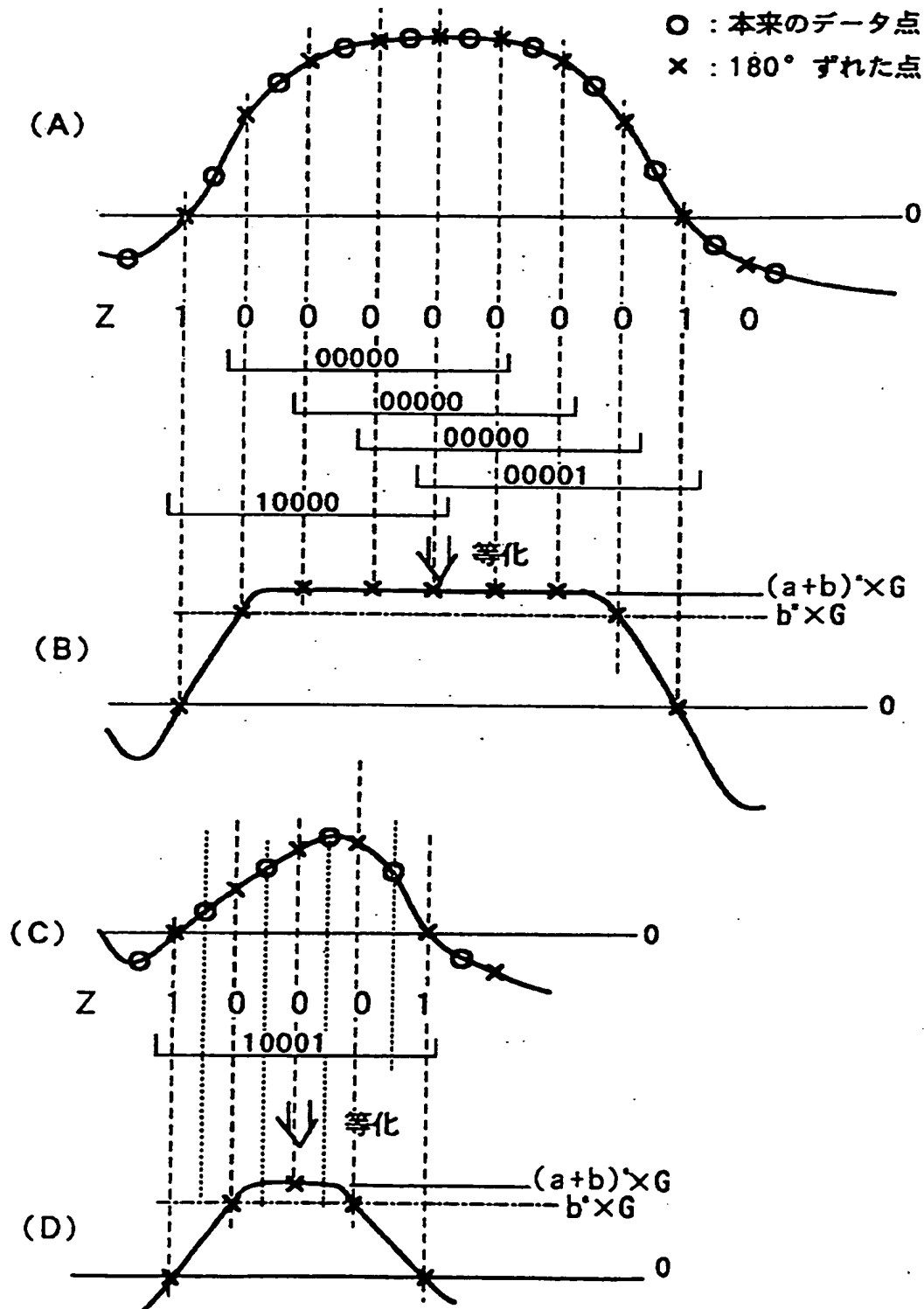
【図8】



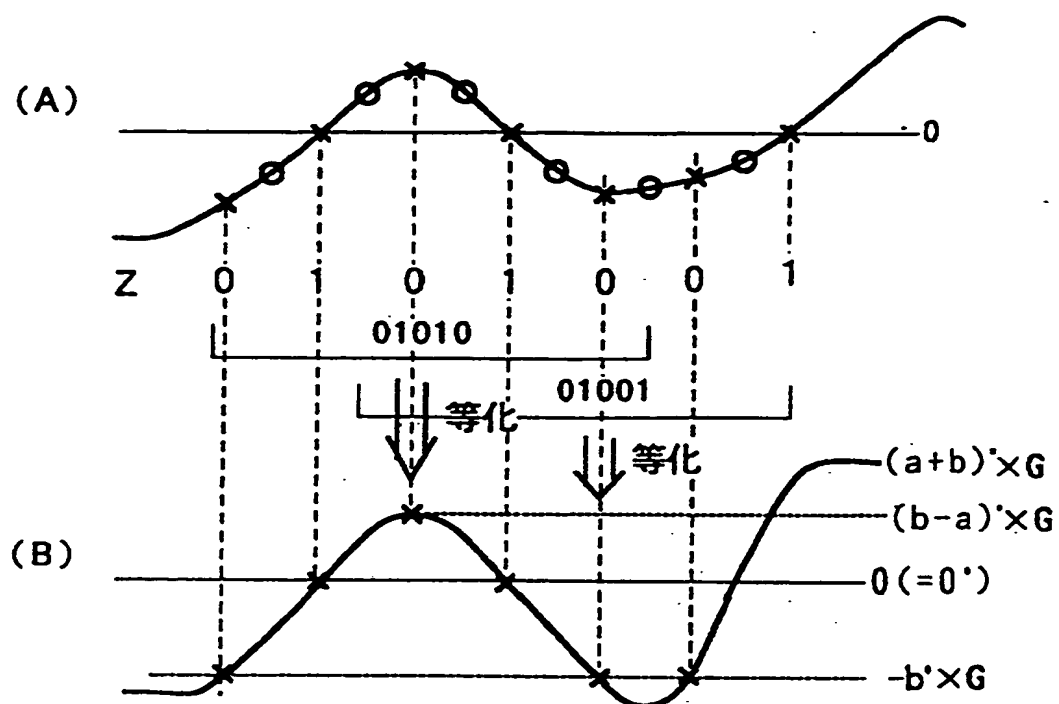
【図 9】



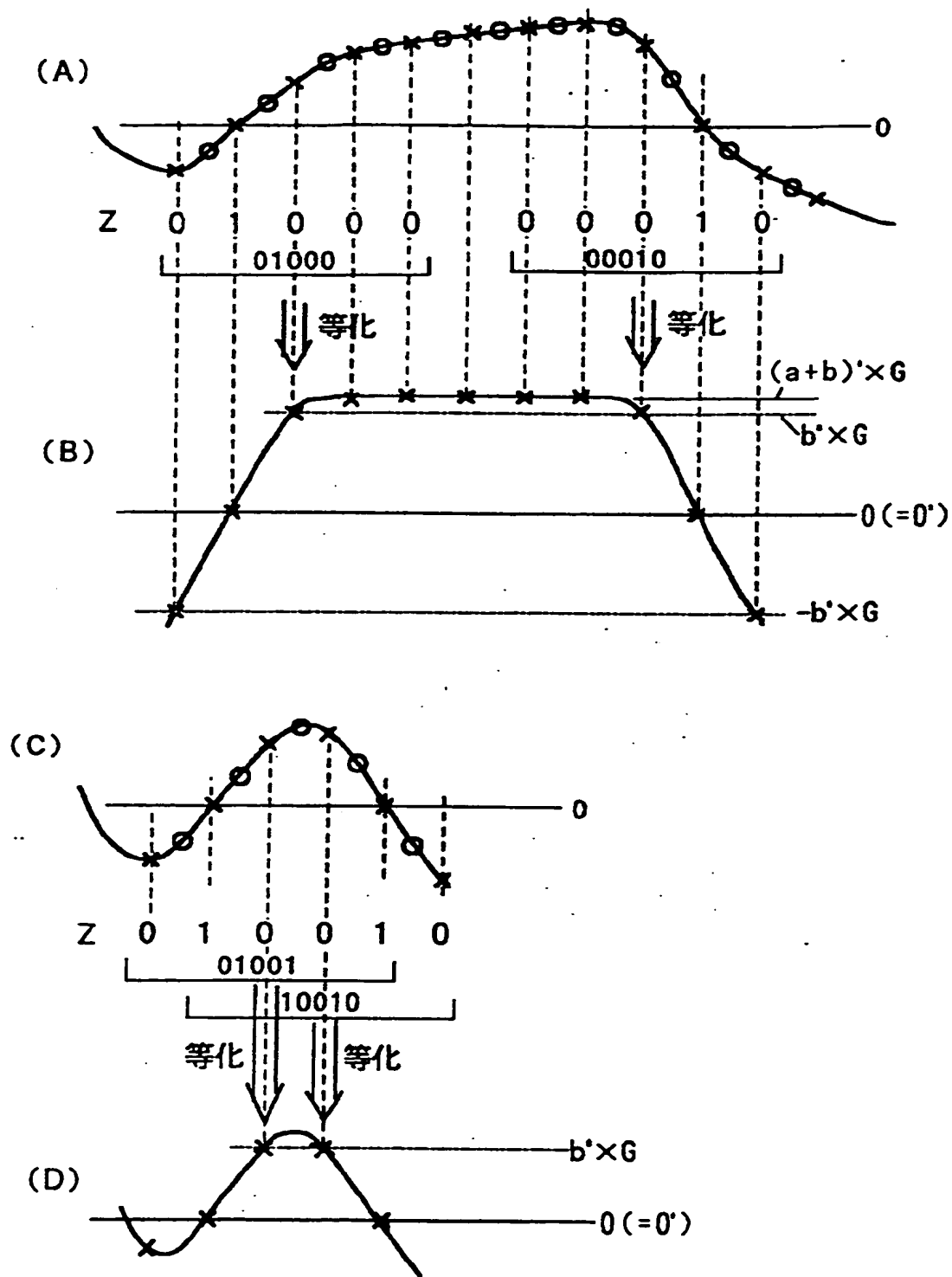
【図10】



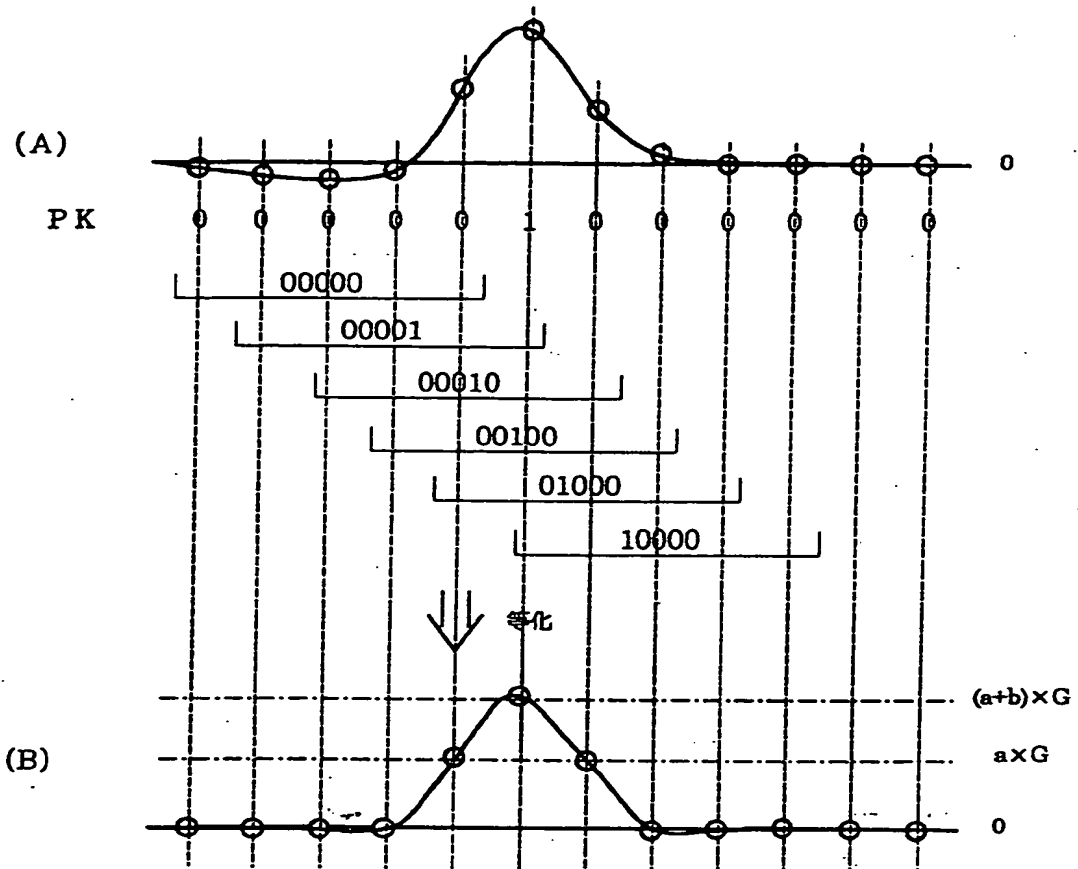
【図 11】



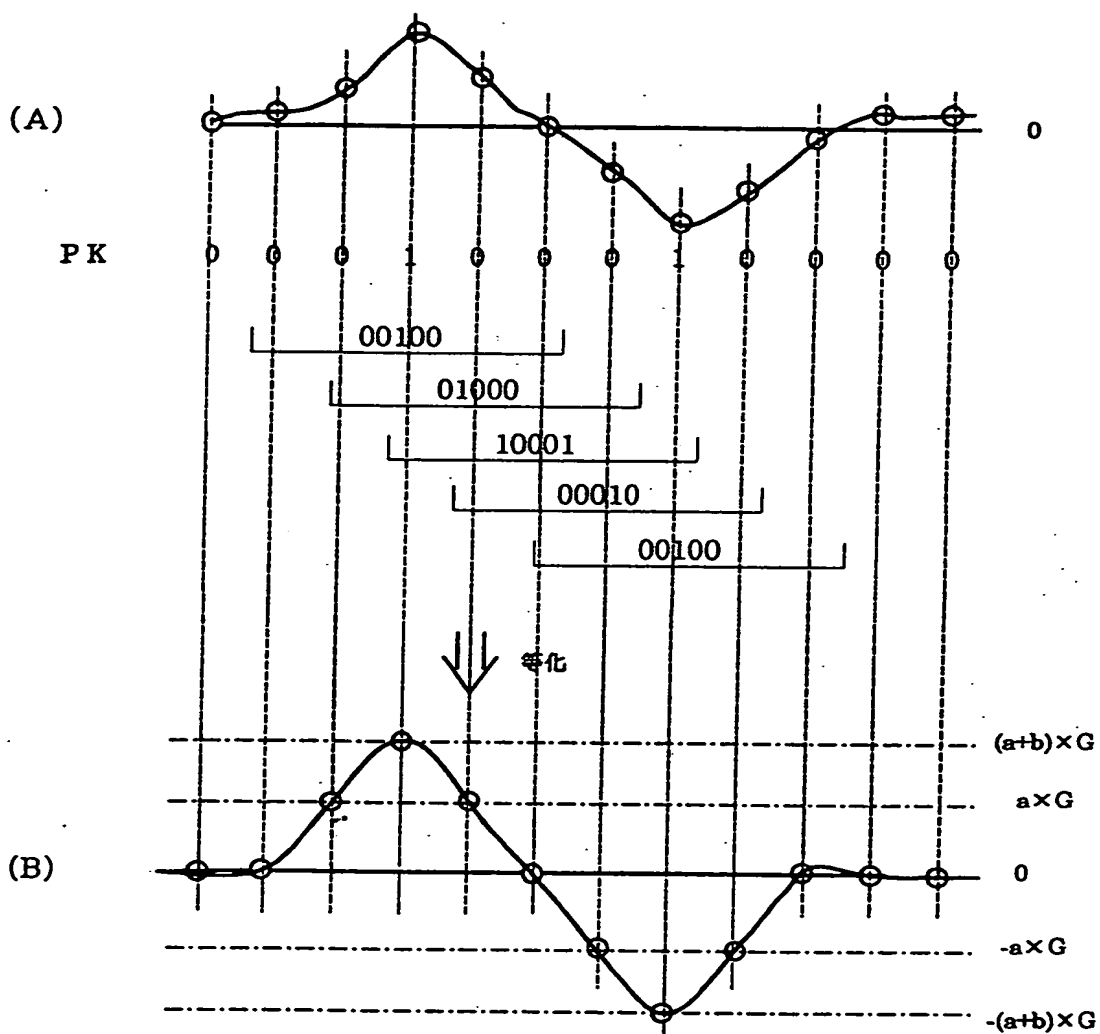
【図12】



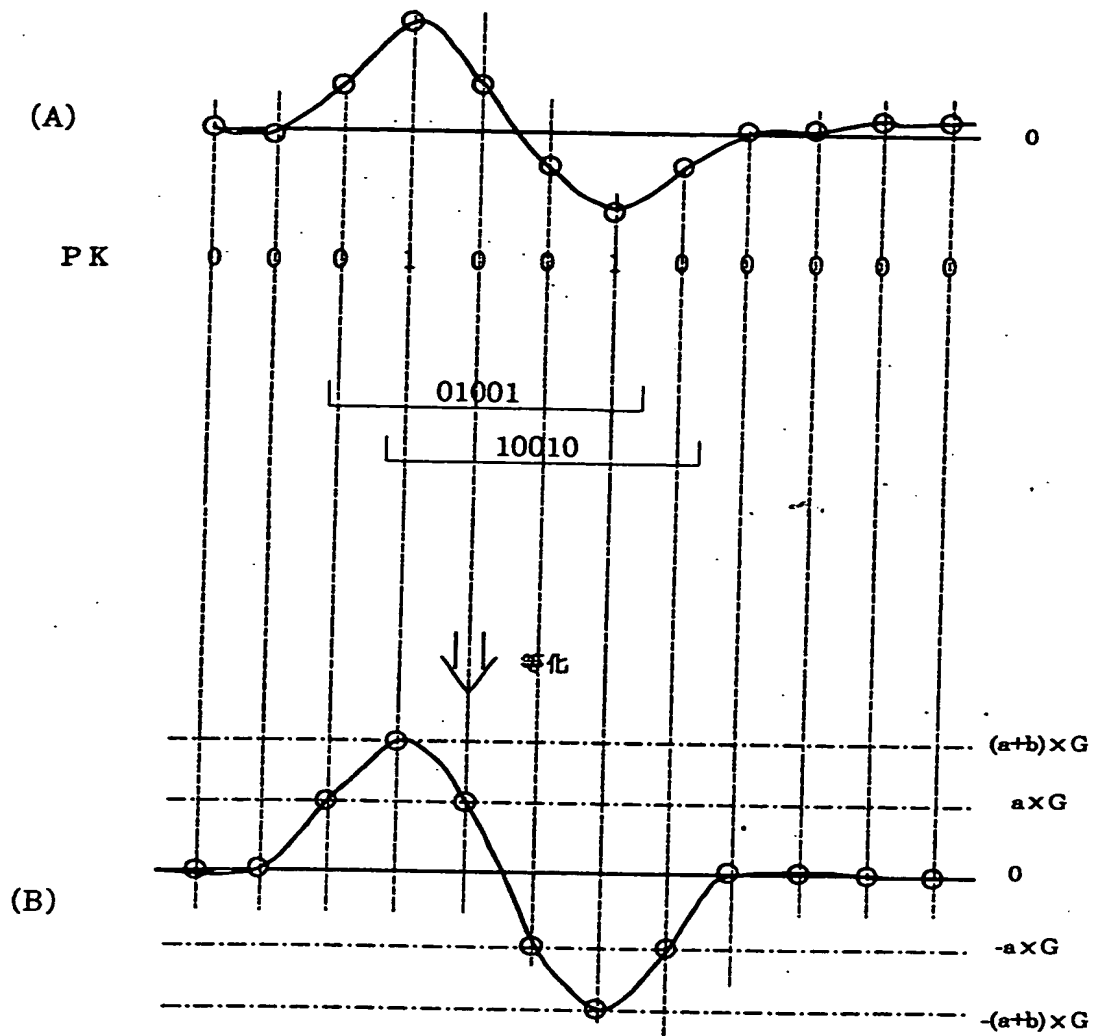
【図 13】



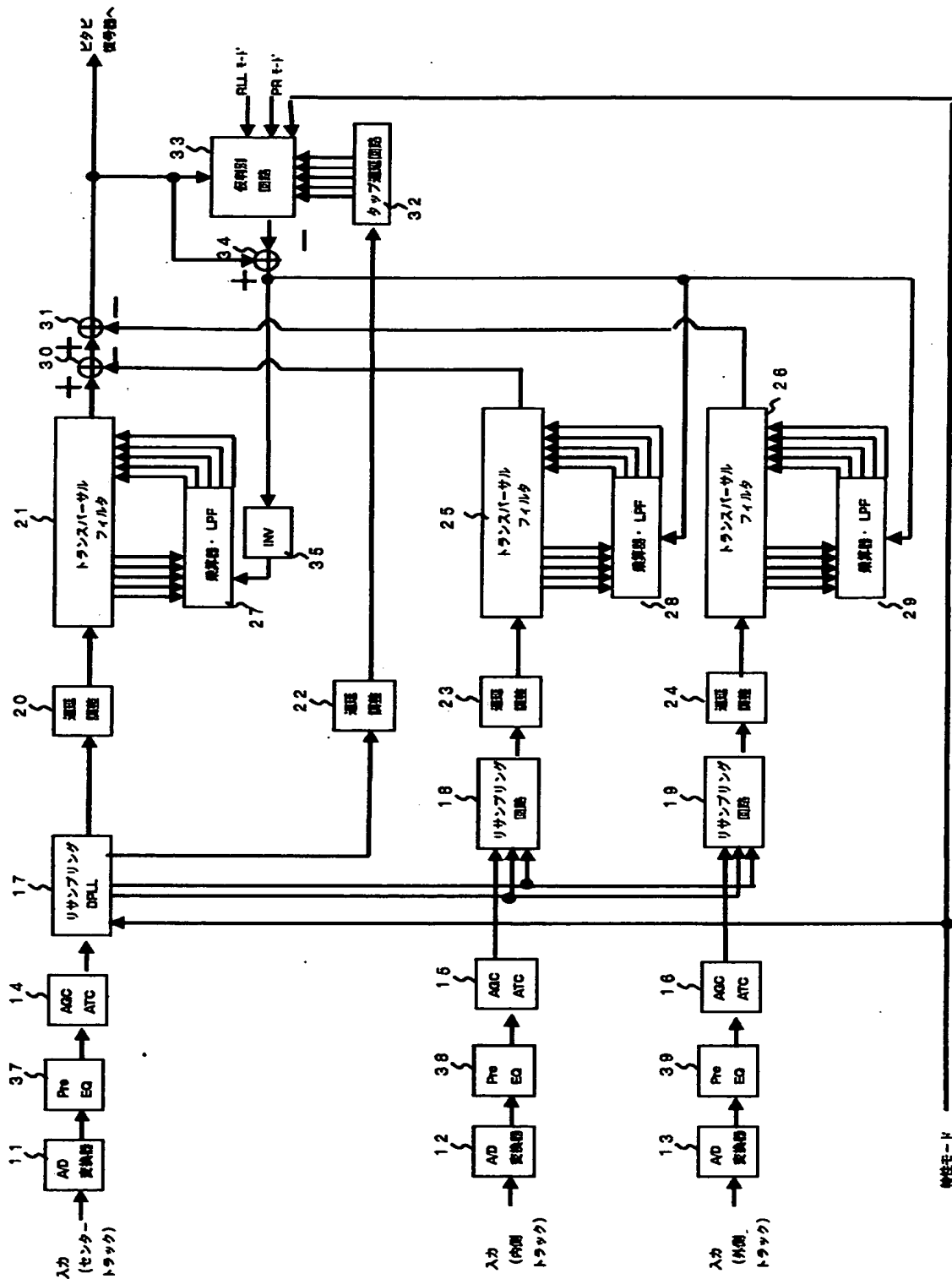
【図 14】



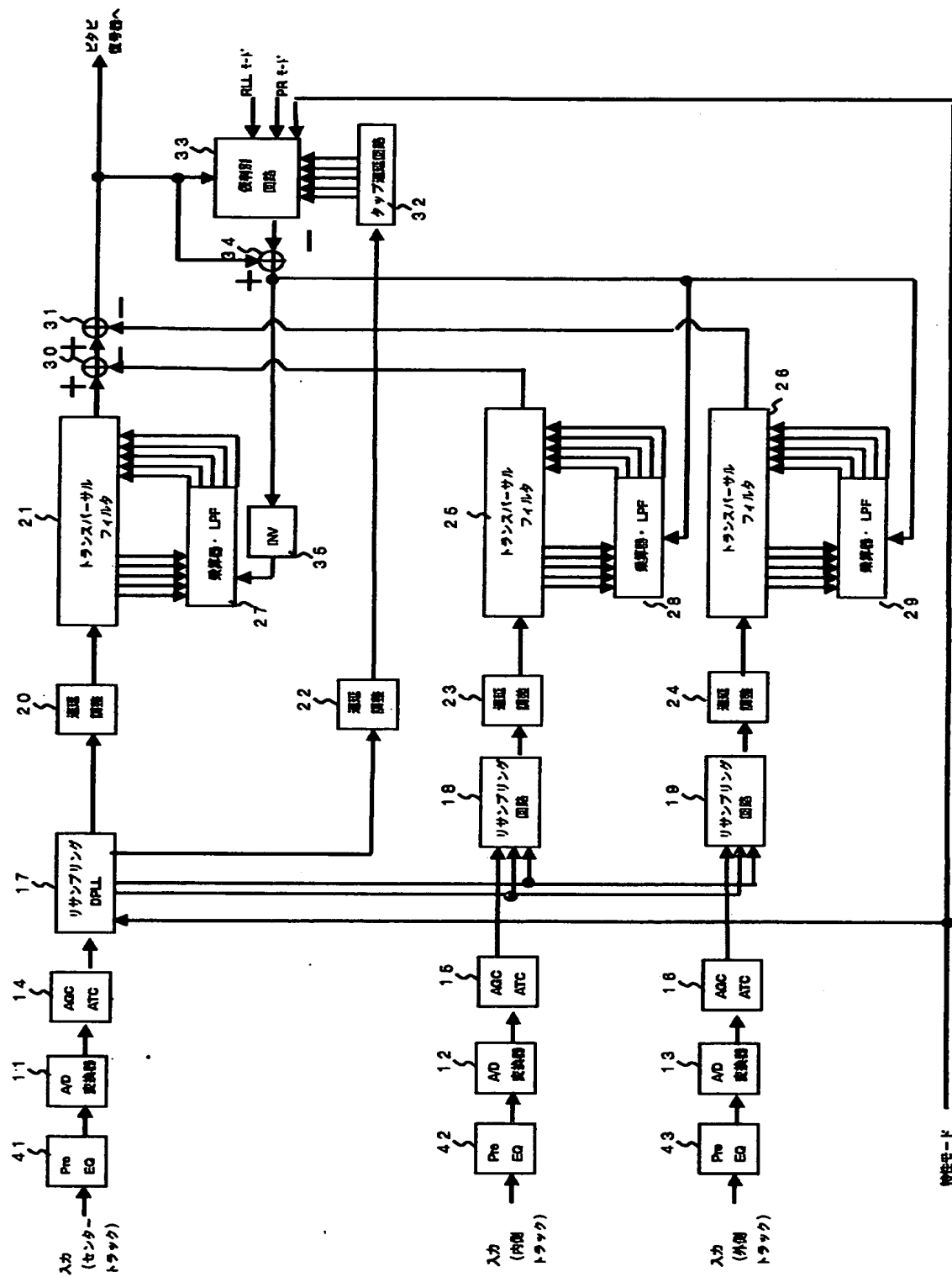
【図15】



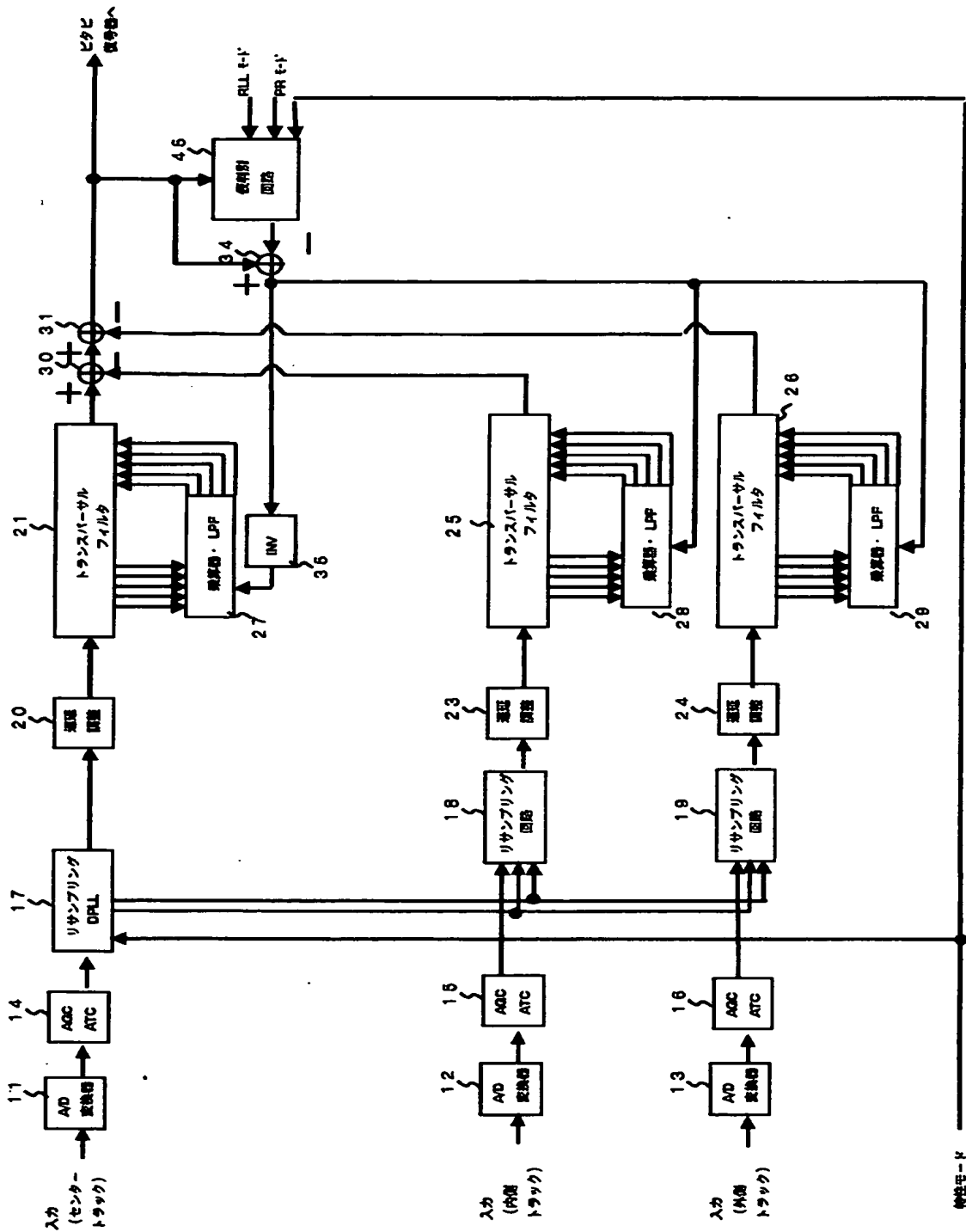
【図16】



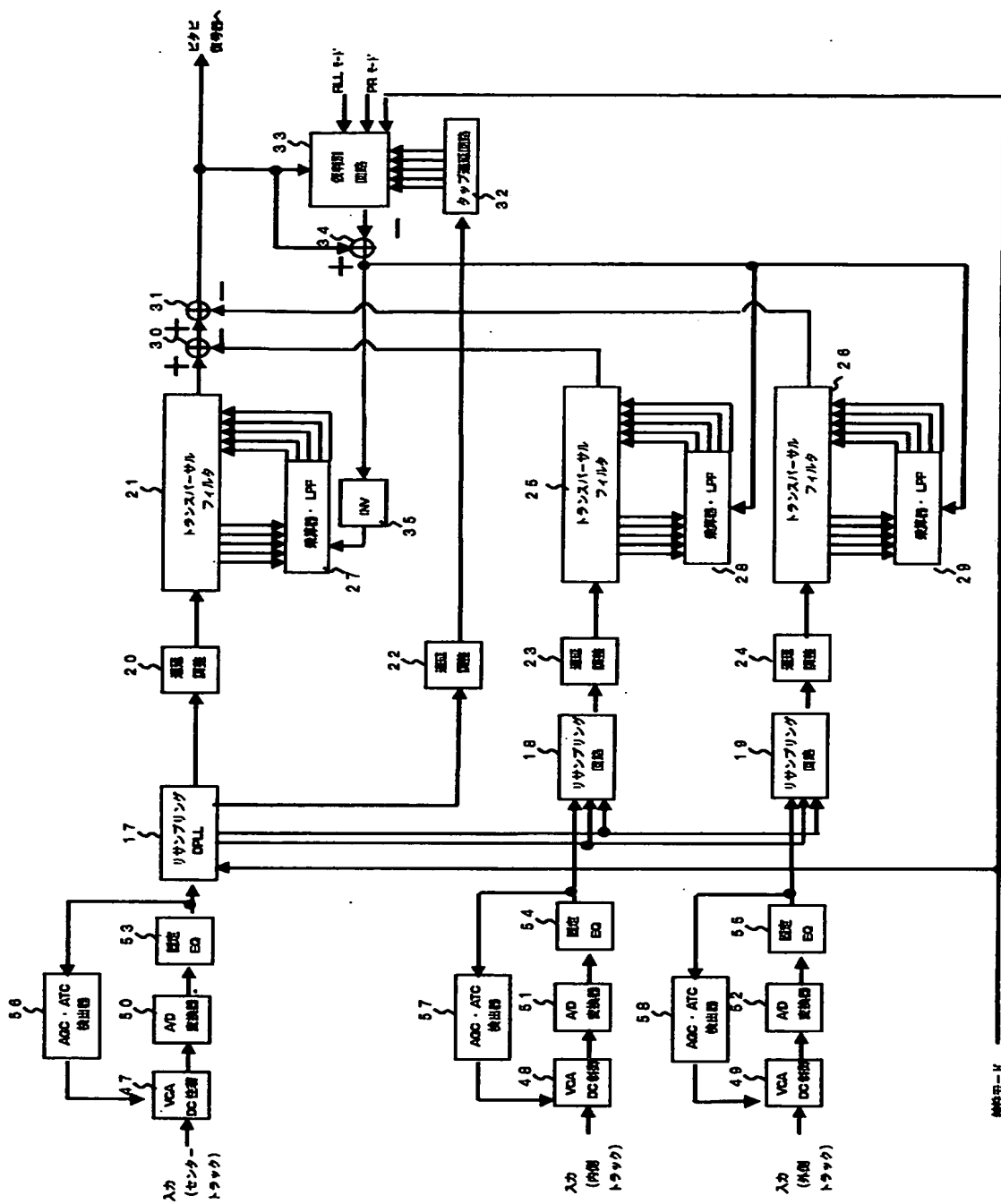
【图 17】



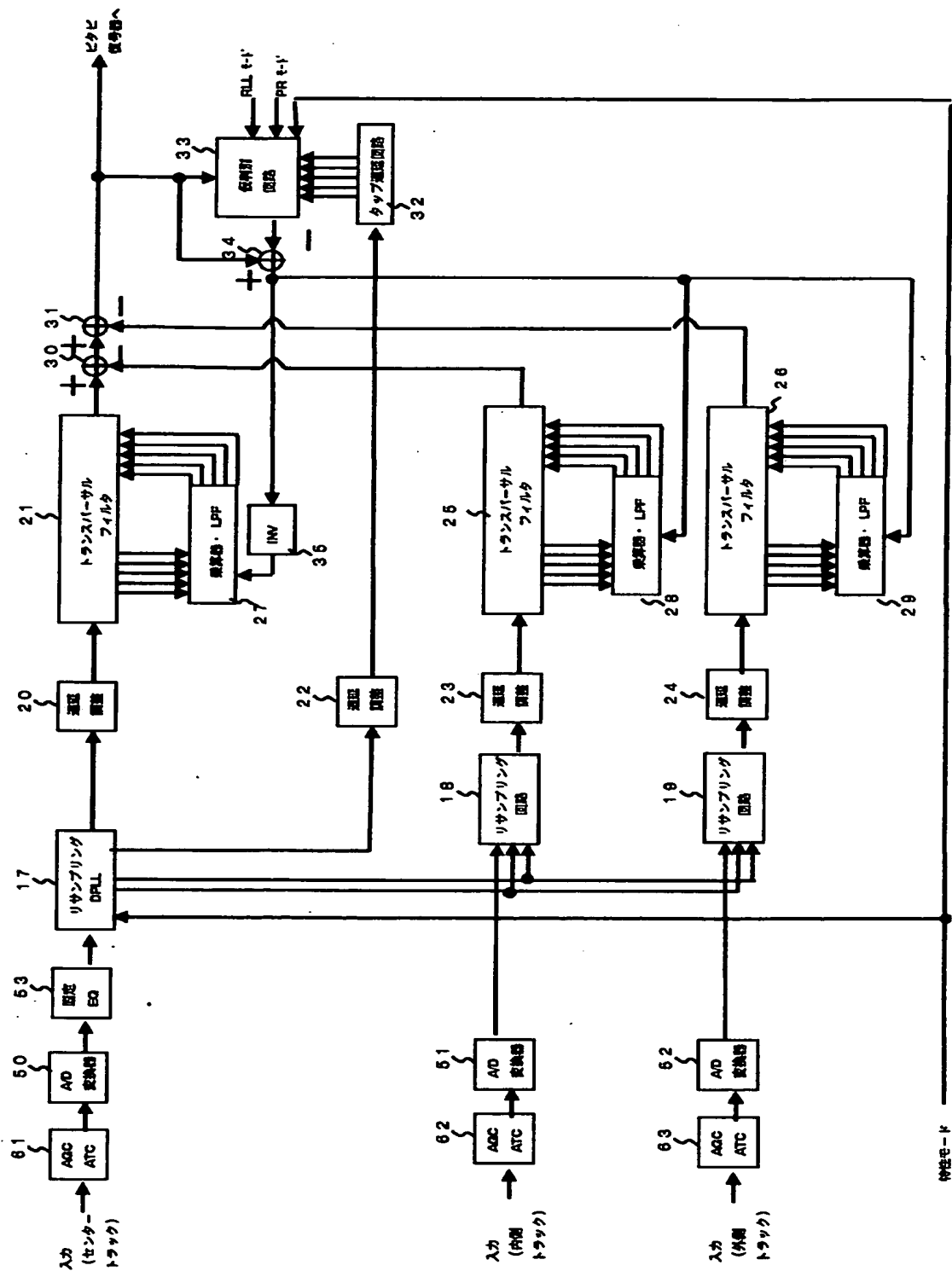
【図18】



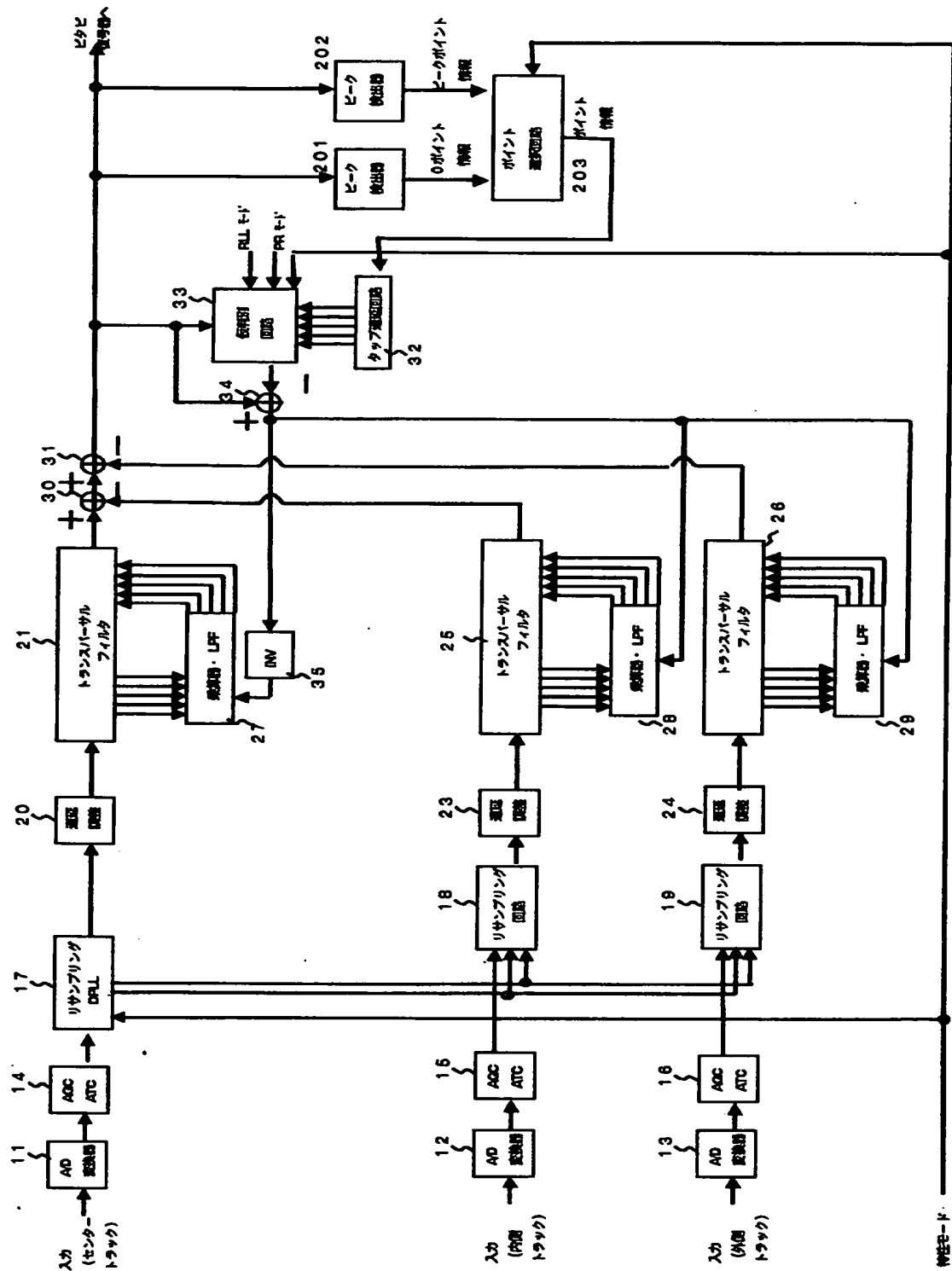
【図 19】



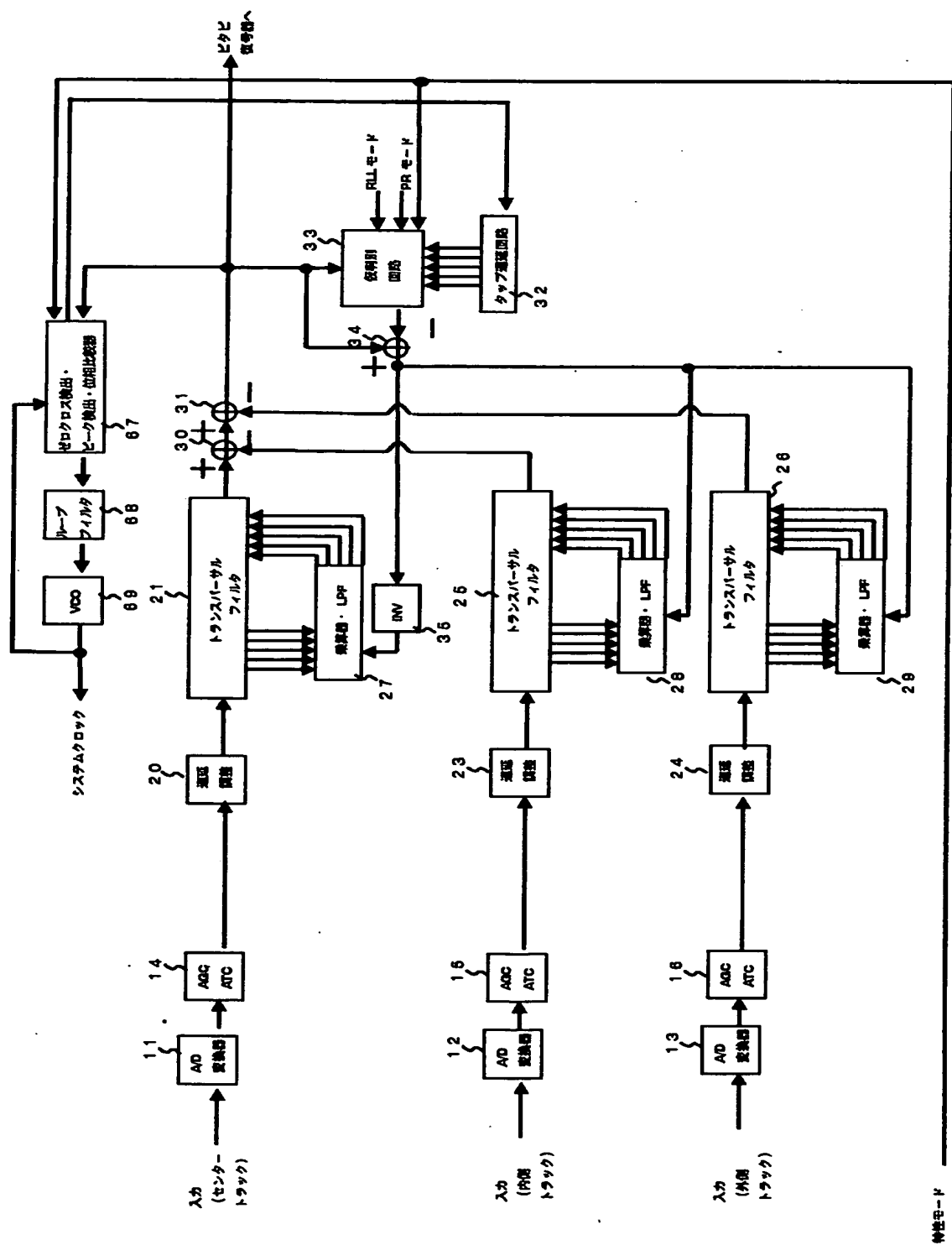
【図20】



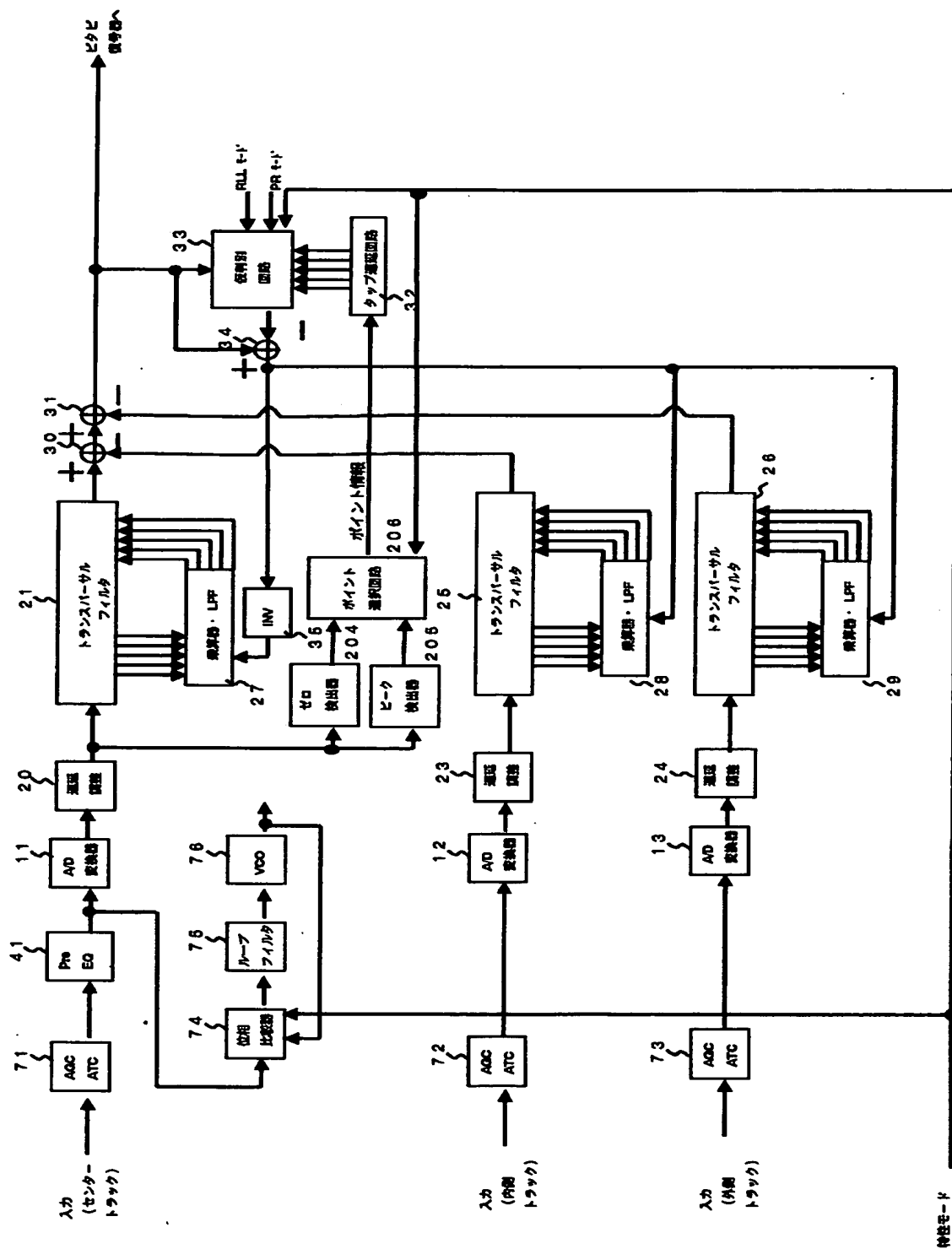
【図21】



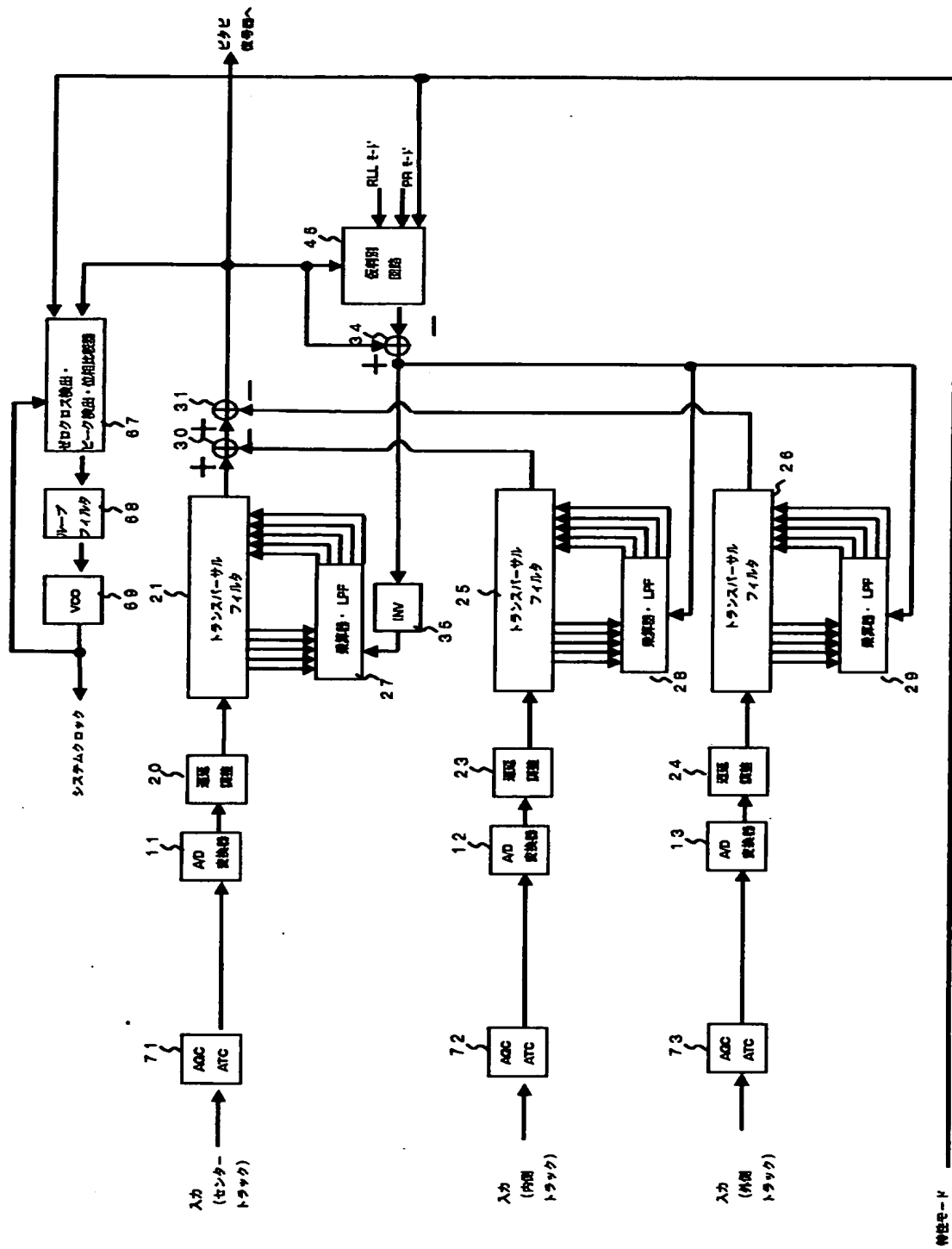
【図 22】



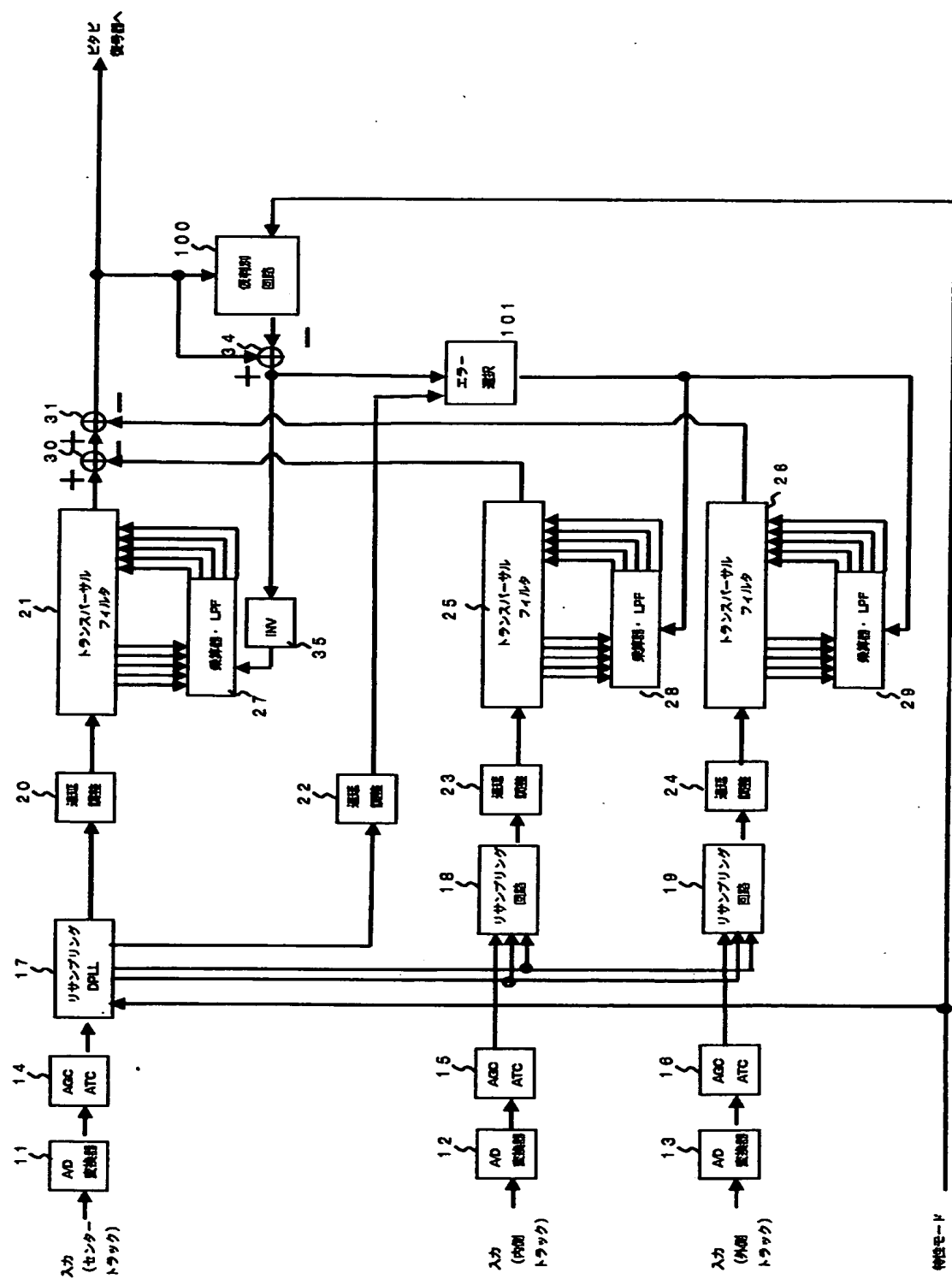
【図23】



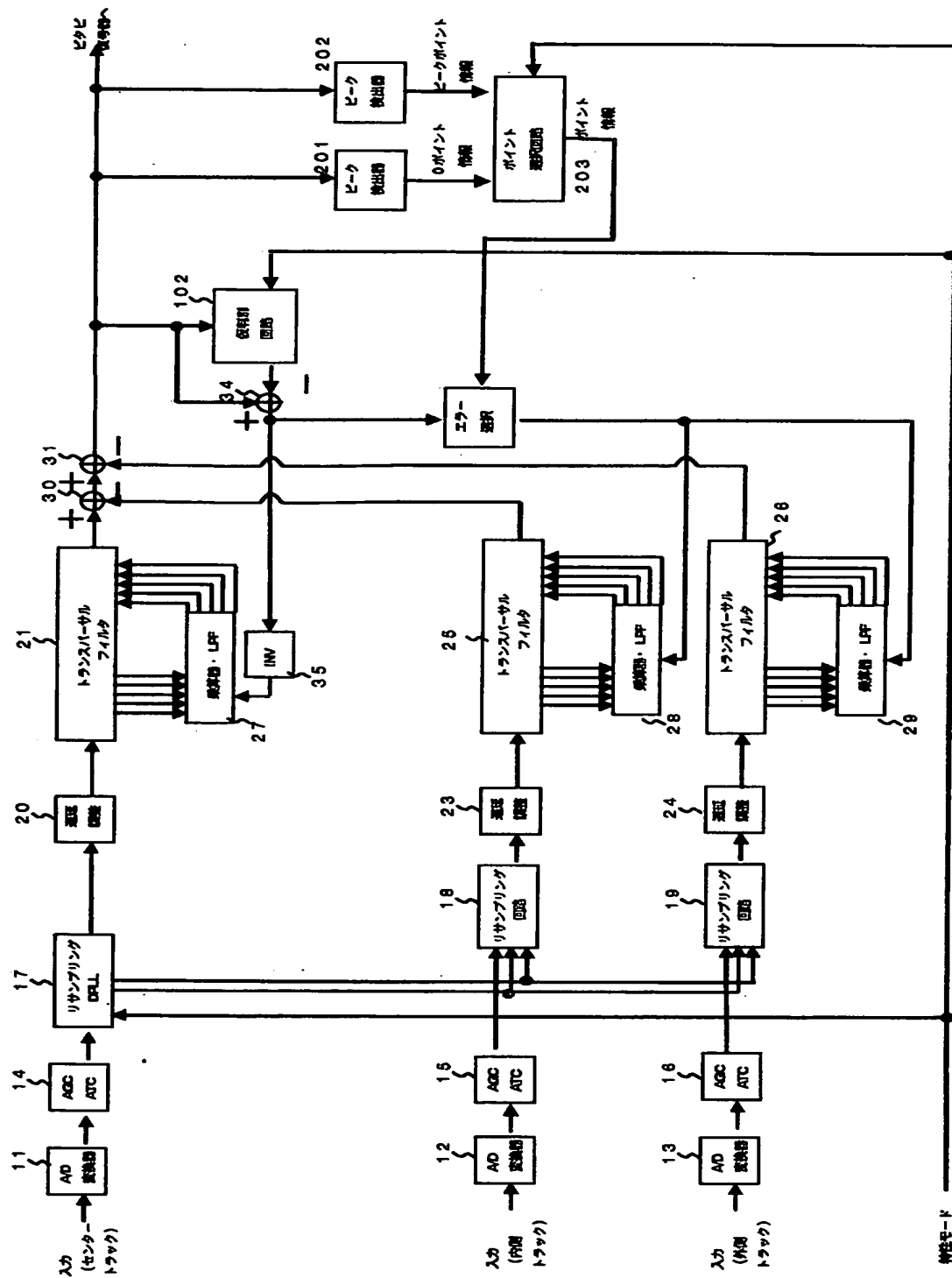
【図24】



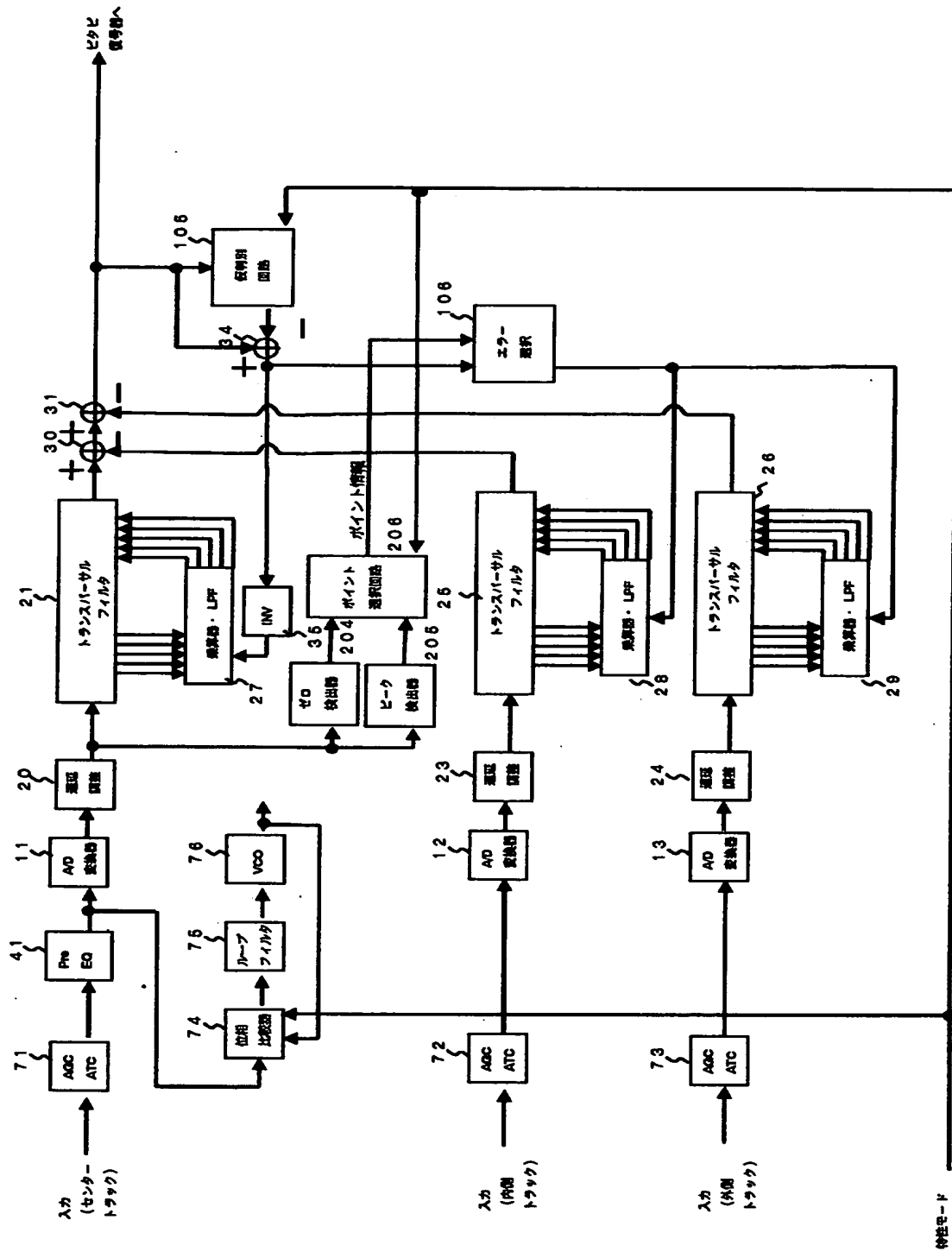
【図25】



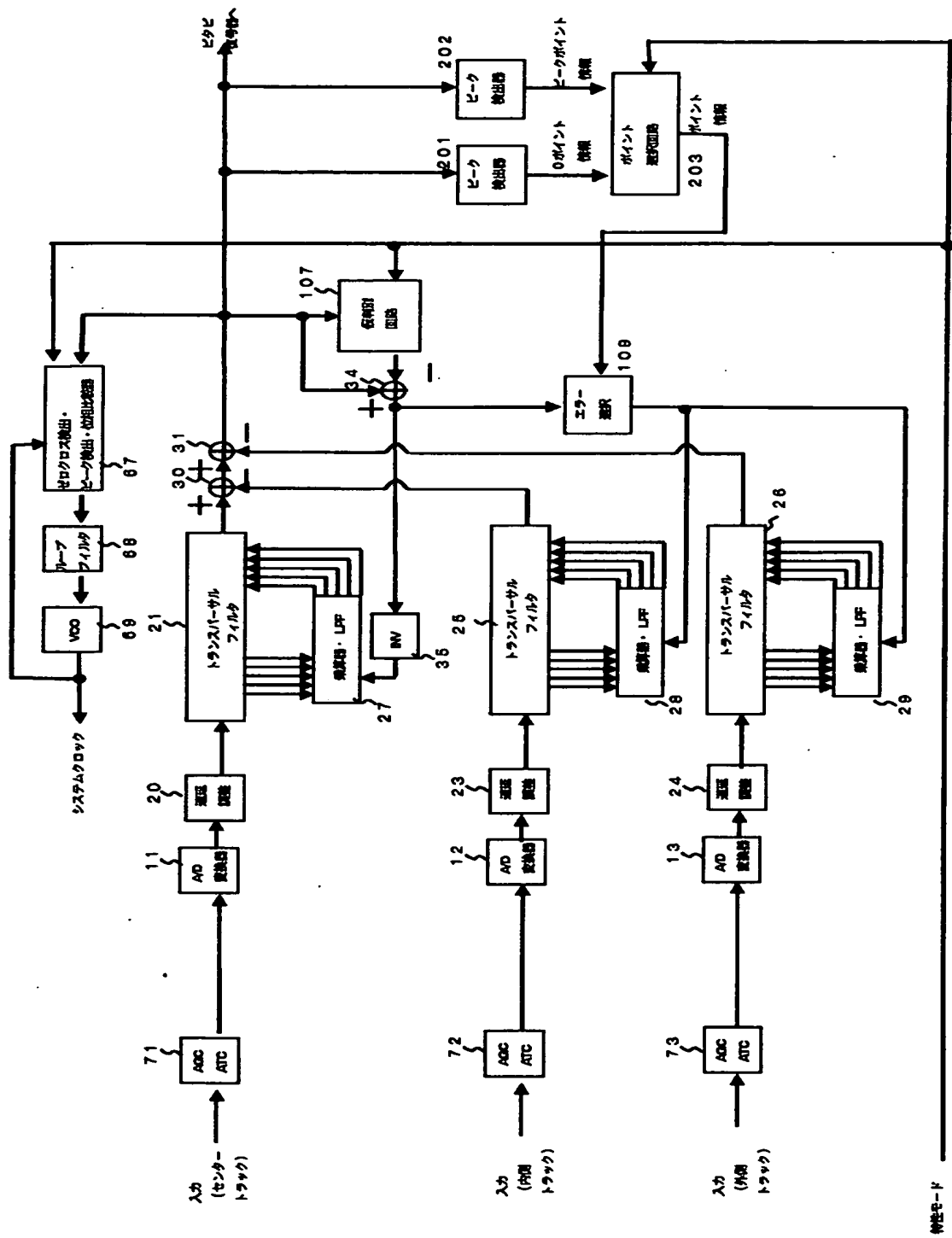
【图 2 6】



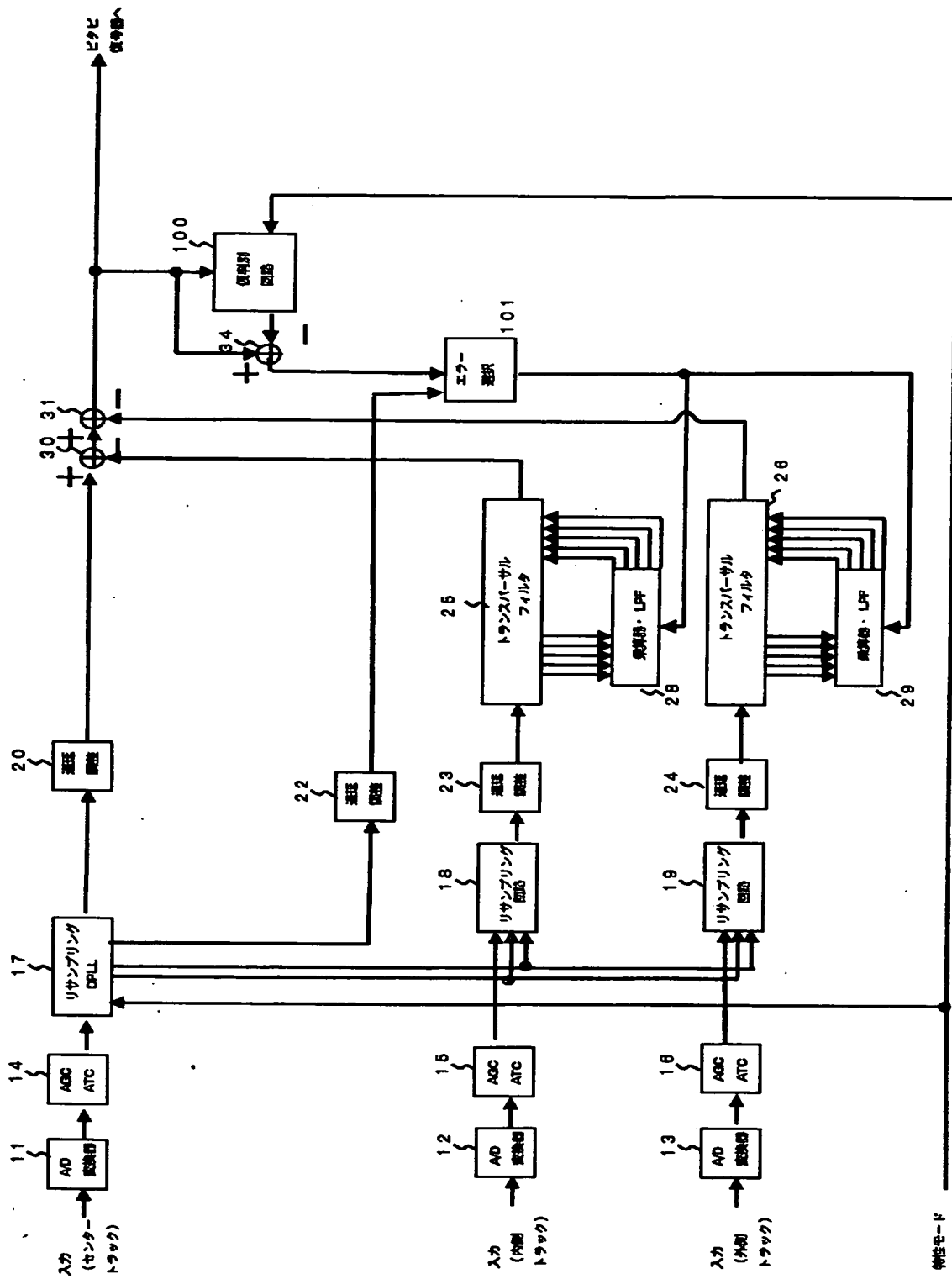
【図 27】



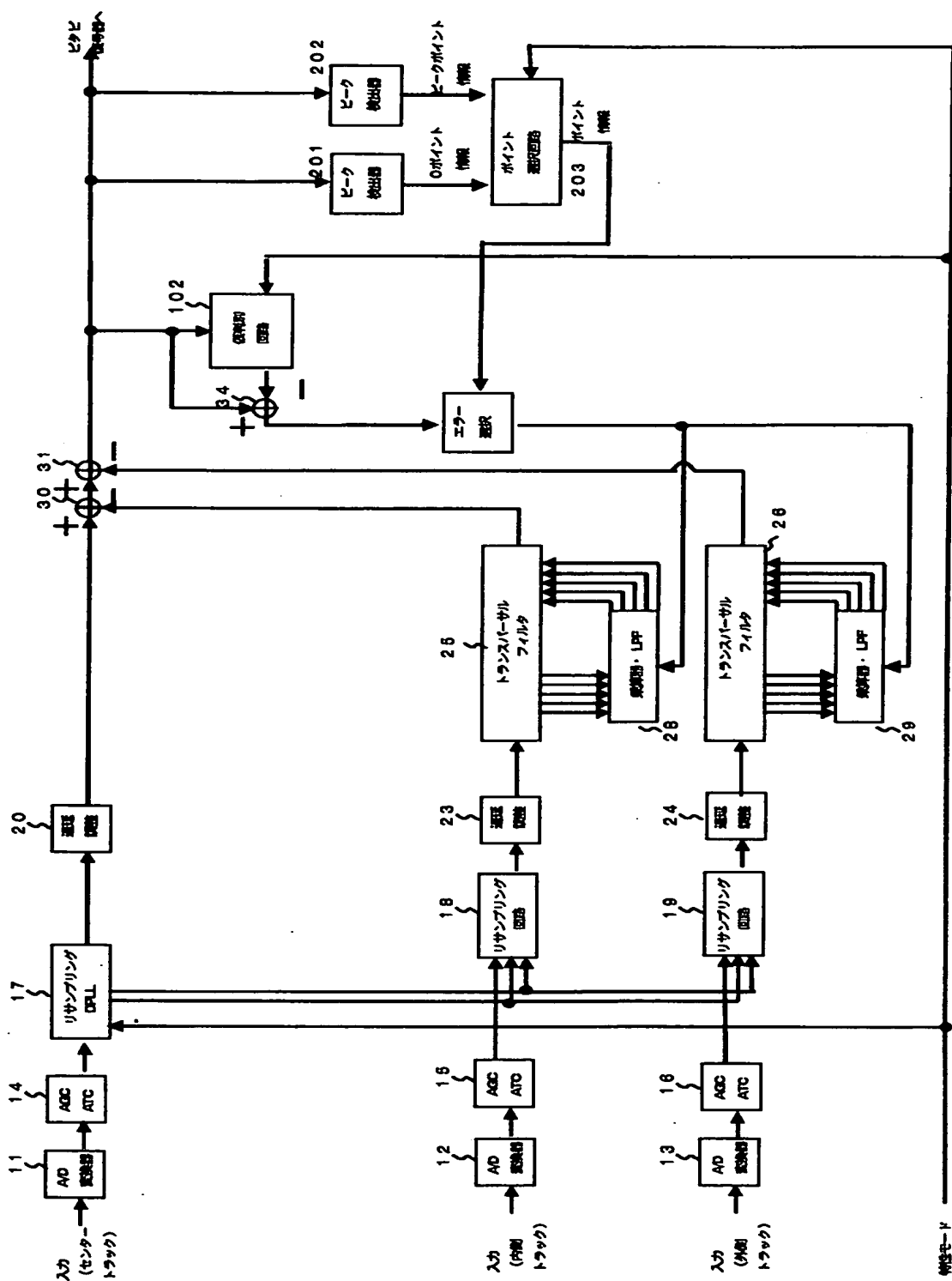
【図28】



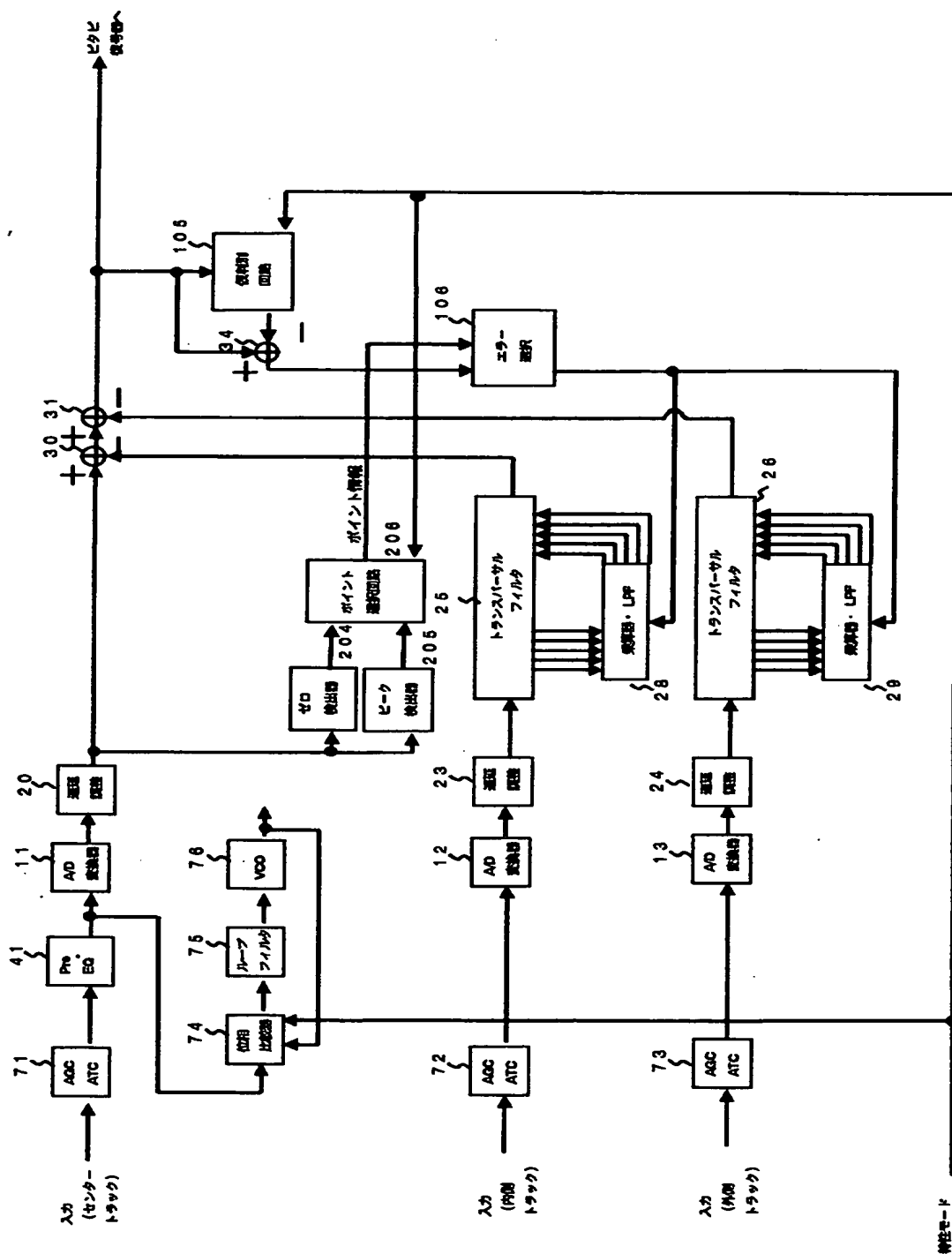
【図29】



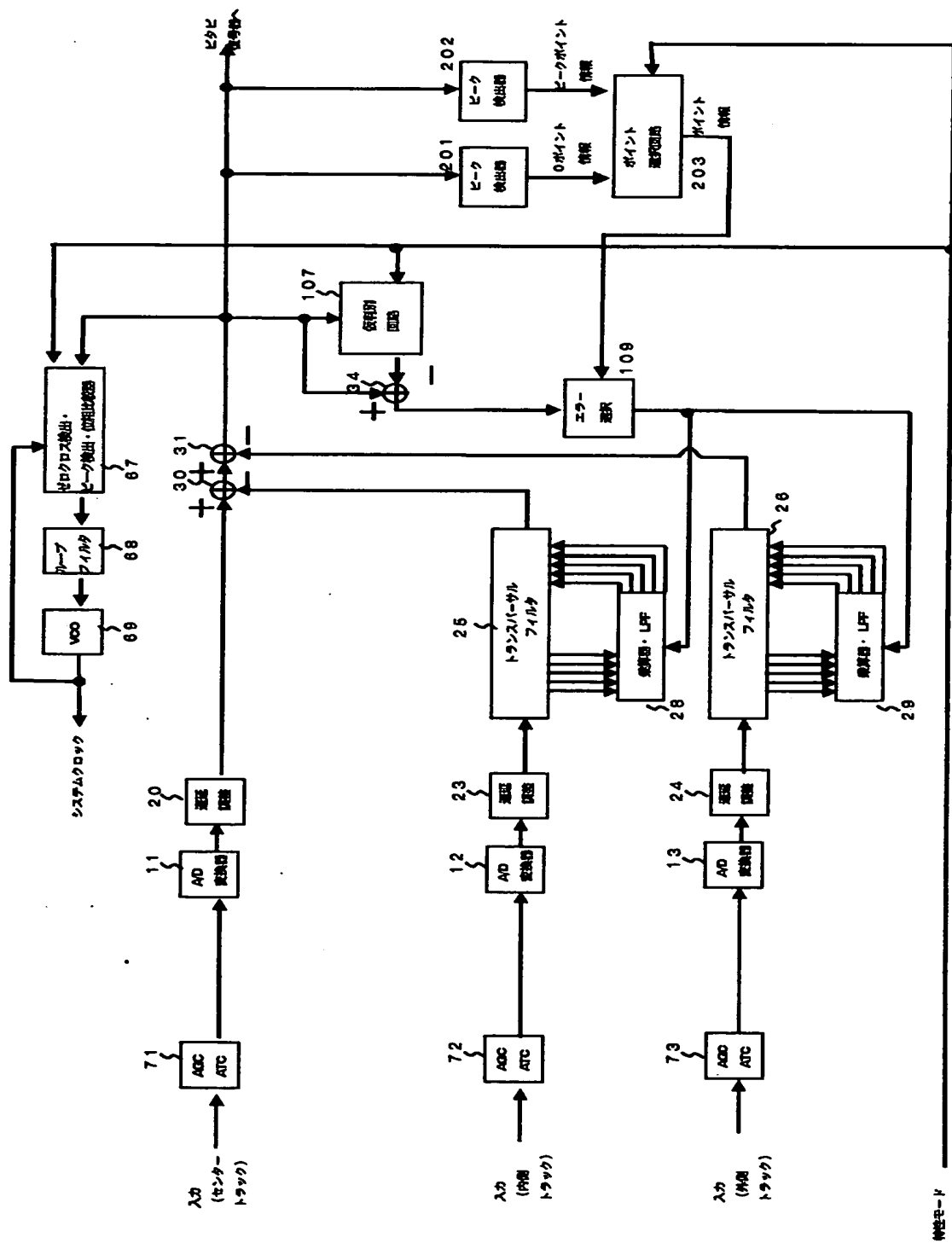
【圖 30】



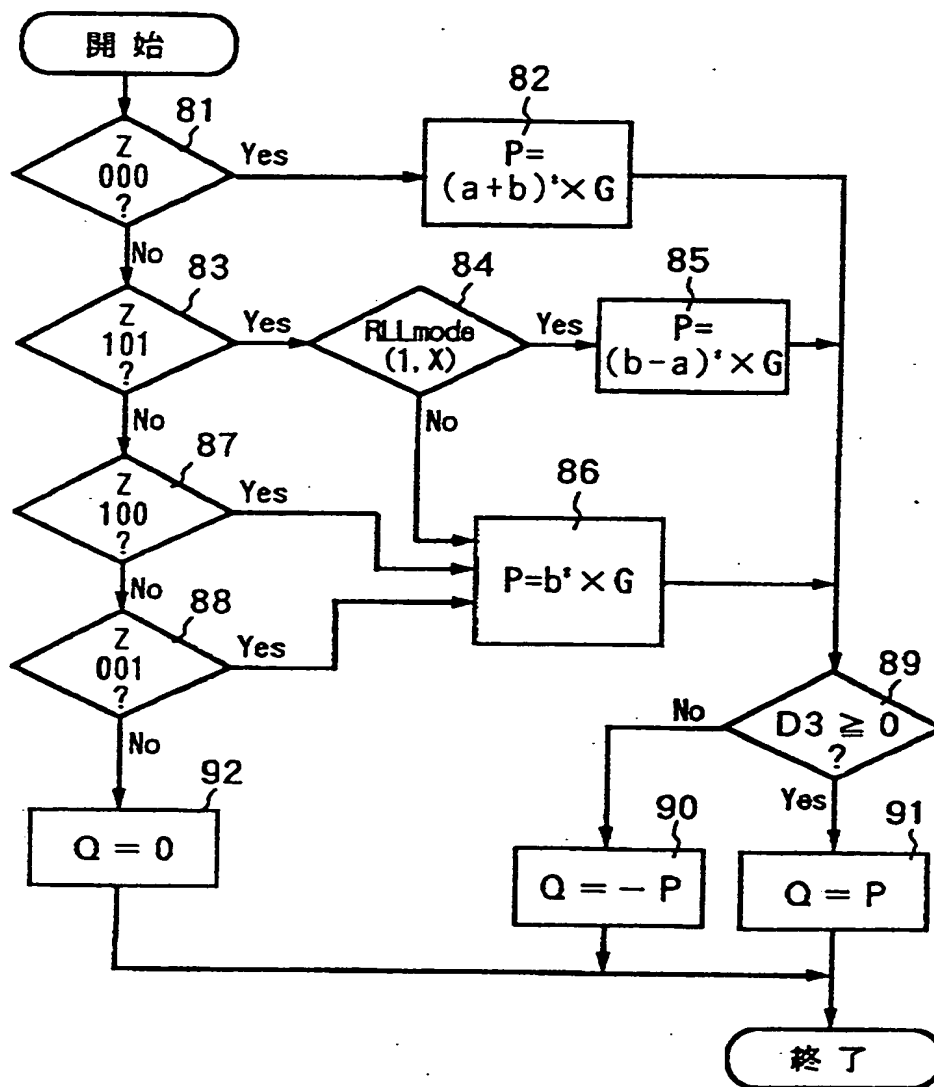
【図 3 1】



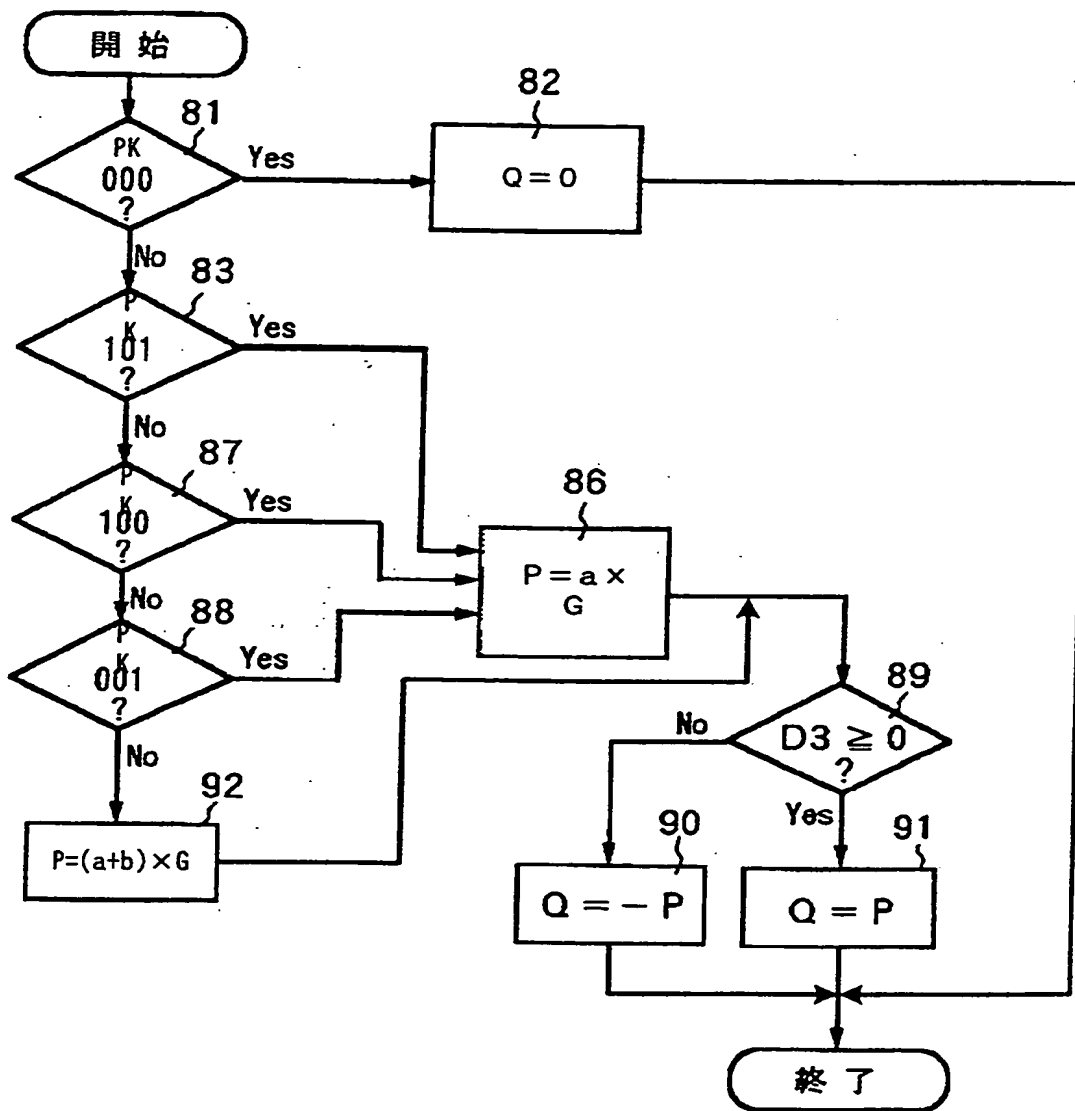
【図 32】



【図33】



【図 34】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 従来ゼロクロスサンプル値が0に収束するように可変係数フィルタのフィルタ係数を更新するようにしているため、微分系の信号に対応出来ないので収束が遅く、誤判別が多く、またパーシャルレスポンス等化を行っていないのでビタビ復号ができず、さらに積分系と微分系の信号に対するシステムの両立が実現しなかった。

【解決手段】 特性モードによりクロストーク除去に使用する情報を0ポイント情報またはピークポイント情報のいずれかから選択し、仮判別回路はパーシャルレスポンス等化を前提とした仮判別（収束目標設定）をピークポイント情報と状態遷移とに基づいて行い、仮判別値と波形等化後の再生信号との差分値をエラー信号としてエラー信号が0になるように制御することで、明確な値に向かって装置の動作を収束させることができ、隣接トラックからの再生信号に基づく擬似クロストーク信号が出力され、再生トラックからの再生信号に減算される。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004329]

1. 変更年月日 1990年 8月 8日

[変更理由] 新規登録

住 所 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地

氏 名 日本ビクター株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.